



Universidade de Aveiro

2009

Departamento de Electrónica,
Telecomunicações e Informática

**HUGO GOMES
DE LIMA**

**TÉCNICAS DE DIVERSIDADE COOPERATIVA PARA
O SISTEMA MOBILE WIMAX**



Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica,
2009 Telecomunicações e Informática

**HUGO GOMES
DE LIMA**

TÉCNICAS DE DIVERSIDADE COOPERATIVA PARA O SISTEMA MOBILE WIMAX

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Adão Silva, Professor Assistente Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

O trabalho apresentado tem o apoio do
projecto Europeu CODIV FP7-ICT-2007.

Dedico este trabalho à minha família pelo apoio dado ao longo de toda a minha formação académica

O júri

Presidente

Prof. Dr. José Carlos Silva Neves

Professor catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Vogais

Prof. Dr. Paulo Jorge Coelho Marques

Professor adjunto do Departamento de Engenharia Electrotécnica da Escola Superior de Tecnologia do Instituto Politécnico de Castelo Branco

Prof. Dr. Adão Paulo Soares Silva

Professor auxiliar convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Atílio Manuel da Silva Gameiro

Professor associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Agradecimentos

À Universidade de Aveiro e Instituto de Telecomunicações pelas condições disponibilizadas ao longo deste percurso.

Aos Professores Dr. Adão Silva e Dr. Atílio Gameiro pela coordenação exemplar deste projecto.

À Eng. Andreia Moço pela parceria e ajuda cruciais ao desenvolvimento desta dissertação.

A todos os professores e colegas que tenham contribuído para a minha formação académica e pessoal.

Palavras-chave

Diversidade cooperativa, *virtual* MIMO, *OFDM*, relé, agregados de antenas, *Equalize and Forward*, *Decode and Forward*, sistemas de portadora múltipla, propagação multipercurso.

Resumo

As comunicações cooperativas são uma das áreas de pesquisa em maior crescimento e é provável que sejam uma tecnologia essencial para o uso eficiente do espectro rádio nos próximos anos. A ideia chave na cooperação do utilizador é a da partilha de recursos entre múltiplos nós da rede. Esta dissertação insere-se na área das comunicações sem fios e tem como principal objectivo estudar, implementar e avaliar o desempenho de esquemas de diversidade cooperativa projectados para o sistema WiMAX Móvel.

É feito o estudo de técnicas de retransmissão através de terminais acessórios, constituídos por antenas simples ou agregados de antenas. Foram igualmente estudados dois protocolos de retransmissão dos sinais cooperativos: *Equalize and Forward* e *Decode and Forward*.

Foram comprovadas melhorias no uso de diversidade cooperativa, em especial em sistemas equipados com elementos retransmissores de antenas múltiplas, em comparação com o desempenho de sistemas MIMO não cooperativos. Estas técnicas permitem aumentar a cobertura e contornar os problemas relacionados com a má qualidade de canal entre emissor e receptor, melhorando o seu desempenho, especificamente ao nível da taxa de erros de transmissão.

Keywords

Cooperative Diversity, virtual MIMO, OFDM, relay, array antennas, Equalize and Forward, Decode and Forward, multicarrier systems, multipath propagation.

Abstract

Cooperative communications is one of the emerging research areas and is likely to become an essential technology for an efficient use of the radio spectrum throughout the next years. The key concept in the users cooperation is the resource share between multiple network nodes. This dissertation is included in the wireless communication area and its main objective is to study, implement and evaluate the performance of cooperative diversity schemes for the Mobile WiMAX system.

Relaying techniques over terminals equipped with single and multiple antennas were implemented. Two cooperative diversity schemes, Decode and Forward and Amplify and Forward, were also developed.

The use of cooperative diversity proved to be beneficial, especially to systems equipped with multiple antenna relays, in comparison to non cooperative MIMO systems. The developed techniques provide wider coverage areas and ensure the mitigation of problems related to the emitter/receiver poor channel quality, improving specifically the bit error rate performance.

Índice

Índice de figuras.....	5
Índice de tabelas.....	7
Acrónimos e abreviações.....	9
1 - Introdução.....	13
1.1 - Historia e evolução dos sistemas de comunicação móveis	13
1.2 - Sistemas de portadora múltipla	19
1.3 - Sistemas de comunicação com múltiplas antenas.....	20
1.4 - Diversidade cooperativa e uso de <i>relays</i>	21
1.5 - Dissertação	23
1.5.1 - Motivações e Objectivos	23
1.5.2 - Organização.....	23
2 - Conceitos sobre canal de comunicação móvel.....	25
2.1 - Modulação de canal	26
2.2 - Perdas de percurso – Desvanecimento.....	27
2.2.1 - Desvanecimento rápido (<i>Fast-Fading</i>)	27
2.2.2 - Desvanecimento Lento (<i>Slow-Fading</i>)	27
2.2.3 - Perdas de propagação (<i>Path Loss</i>)	27
2.3 - Espalhamento de <i>Doppler</i> (σ_D), Tempo de Coerência (T_c) e Selectividade no Tempo	28
2.4 - Espalhamento do Atraso (τ), Banda de Coerência (B_c) e Selectividade na Frequência ...	29
2.5 - Canais “ <i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i> ” - WSSUS	31
2.6 - Capacidade de canal.....	31
2.7 - Distribuições estatísticas para o desvanecimento rápido.....	32
2.8 - Caracterização do canal <i>Mobile WiMAX</i> utilizado	33

3 - Sistemas de portadora múltipla e múltiplo acesso.....	35
3.1 - <i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i> (OFDM)	36
3.2 - <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i> (OFDMA)	39
3.3 - Camada física do sistema <i>WiMAX</i>	40
4 - Sistemas com múltiplas antenas	43
4.1 - Conceitos gerais	44
4.2 - Agregados de antenas.....	45
4.3 - Capacidade de sistemas com antenas múltiplas.....	48
4.3.1 - MIMO	48
4.3.2 - SIMO	49
4.3.3 - MISO	50
4.4 – Diversidade.....	51
4.4.1 - Diversidade no receptor.....	52
4.4.2 - Diversidade no Emissor	54
4.5 - Codificação no espaço-tempo.....	54
4.5.1 - Codificação de <i>Trellis</i> no espaço-tempo	55
4.5.2 - Codificação de blocos no espaço-tempo	55
4.6 - Codificação no espaço-frequência	57
5 - Diversidade cooperativa	59
5.1 - Conceitos globais	60
5.2 - Iniciativas globais para o estudo dos sistemas cooperativo	63
5.3 - Esquemas cooperativos	64
5.2.1 - <i>Amplify and Forward</i> (AF)	64
5.2.2 - <i>Decode and Forward</i> (DF)	65
5.2.3 - <i>Equalize and Forward</i> (EF).....	66
5.4 - Implementação de sistemas com diversidade cooperativa.....	67
5.4.1 – Descrição do sistema.....	67
5.4.2 – Sistema de comunicação SIMO não cooperativo.....	68

5.4.3 - Sistemas cooperativos	69
5.2.3.1 - <i>Equalize and Forward</i>	69
5.3.3.2 - <i>Decode and Forward</i>	73
5.4.4 - Cenários propostos	75
5.4.5 - Sistema com relay fixo	76
5.4.5.1 - Resultados	77
5.4.6 - Sistema com relay móvel	80
5.4.6.1 - Resultados	81
6 - Conclusões e trabalho futuro	85
6.1 - Conclusões	85
6.2 - Trabalho Futuro.....	87
Bibliografia.....	89
Contribuições da tese	95

Índice de figuras

Figura 1: Gráfico da evolução das diferentes gerações dos sistemas de comunicação móveis [4].	14
Figura 2: Configurações dos sistemas de comunicação com múltiplas antenas [19]	20
Figura 3: Esquema simples de diversidade cooperativa com uso de um <i>relay</i>	21
Figura 4: Esquema simples de diversidade cooperativa com o uso de dois <i>relays</i>	22
Figura 5: Contribuições dos três principais tipos de desvanecimento [26]	28
Figura 6: Estrutura básica de uma modulação por portadora múltipla [19]	36
Figura 7: Ortogonalidade no domínio da frequência [37].	36
Figura 8: Ganho espectral de uma transmissão OFDM [38]	37
Figura 9: Diagrama de blocos de um sistema OFDM [36].....	37
Figura 10: Introdução do prefixo cíclico em OFDM [39]	37
Figura 11: Emissor sistema OFDM [40]	38
Figura 12: Receptor sistema OFDM [40]	39
Figura 13: Alocação dos subcanais em OFDMA [41]	40
Figura 14: Diagrama de blocos de um sistema MIMO [19].....	44
Figura 15: Diagrama de blocos das unidades de processamento no emissor e receptor de um sistema MIMO [45].....	45
Figura 16: Configurações de agregados de antenas: a) linear b)bidimensional [47]	46
Figura 17: Diagrama de radiação agregado linear de 20 antenas [48]	47
Figura 18: Capacidade dos sistemas MIMO, SIMO, MISO para um sistema com desvanecimento de Rayleigh [52].....	51
Figura 19: Sistema OFDM com receptor MRC [58]	53
Figura 20: Ganho de diversidade em função da diferença de qualidade entre canais num sistema SIMO MRC [57].....	54
Figura 21: Esquema do transmissor <i>Alamouti</i> [45]	56
Figura 22: Desempenho da codificação de <i>Alamouti</i> [61]	57
Figura 23: Elementos de um sistema cooperativo	60
Figura 24: Sistema cooperativo em TDD <i>Half-Duplex</i>	61
Figura 25: Esquema de diversidade cooperativa <i>Amplify and Forward</i>	65
Figura 26: Esquema de diversidade cooperativa <i>Decode and Forward</i>	66
Figura 27: Sistema cooperativo com <i>relay</i> de antenas simples/múltipla	67
Figura 28: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$	77
Figura 29: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0$	78
Figura 30: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 5$	79
Figura 31: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$	80
Figura 32: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$	81
Figura 33: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$	82
Figura 34: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 5$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$	82
Figura 35: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$	83

Índice de tabelas

Tabela 1:Distribuição das tecnologias de primeira geração no mundo [5]	15
Tabela 2: Tecnologias de transição entre as gerações 2G e 3G [7].....	16
Tabela 3: Especificações TDL WiMAX.....	33
Tabela 4: Parâmetros OFDM utilizados em WiMAX [33]	42
Tabela 5: Ganhos de diversidade e complexidade de implementação para três técnicas de recombinação para um sistema SIMO de 1x4 [55]	52
Tabela 6: Codificação no espaço-frequência [30]	58
Tabela 7: Mapeamento SFBC com duas antenas transmissoras.....	68
Tabela 8: Principais parâmetros do sistema simulado.....	75
Tabela 9: Diferentes cenários de qualidade de canal para sistema com <i>relay</i> fixo	77
Tabela 10: Diferentes cenários de qualidade de canal para sistema com <i>relay</i> móvel	80

Acrónimos e Abreviações

1G - 1ª Geração

2G - 2ª Geração

3G - 3ª Geração

S-OFDMA - Scalable OFDMA

3GPP - 3rd Generation Partnership Project

3GPP2 - 3rd Generation Partnership Project 2

AF - Amplify and Forward

AMPS - Advanced Mobile Phone Service

AWGN - Additive White Gaussian Noise

BER - Bit Error Rate

BS - Base Stations

CCK - Complementary Code Keying

CDD - Code Division Duplex

CDMA - Code Division Multiple Access

CODIV - Enhanced Wireless Communication Systems Employing Cooperative DIVERSity

CP - Cyclic Prefix

CTC - Convolutional Turbo Code

D-AMPS - Digital Advanced Mobile Phone Service

DEP - Densidade Espectral de Potência

DF - Decode and Forward

EDGE - Enhanced Data Rates for Global Evolution

EF - Equalize and Forward

EGC - Equal Gain Combining

EPC - Evolved Packet Core

ETACS - Extended Total Access Communication System

ETSI - European Telecommunications Standards Institute

EVDO - Evolution Data Only

EVDV - Evolution Data Voice

FDD - Frequency Division Duplex

FDMA - Frequency Division Multiple Access

FEC - Forward Error Correction

FFT - Fast Fourier Transform

FH - Frequency Hopping

GPRS - General Packet Radio Services

GSM - Global System for Mobile Communications

HARQ - Hybrid Automatic Repeat Request

HSCSD - High-Speed Circuit-Switched Data
HSPA - High-Speed Packet Access
HTML - HyperText Markup Language
ICI - Inter Carrier Interference
IFFT - Inverse Fast Fourier Transform
IP - Internet Protocol
IS - Interim Standard
ISI - Inter Symbol Interference
ITU - International Telecommunications Union
Kbps - Kilo bits por Segundo
LAN - Local Area Networks
LE - License-Exempt
LOS - Line of Sight
LTE - Long Term Evolution
MAC - Medium Access Control
Mbps - Mega bits por Segundo
MIB - Management Information Base
MIMO - Multiple Input Multiple Output
MISO - Multiple Input Single Output
MLE - Maximum Likelihood Estimation
MMSE - Minimum Mean Square Error Equalization
MMT - Mobile Multihop Terminals
MNC - Maximum Normalized Cumulant
MRC - Maximum Ratio Combining
NC - Não cooperativo
NLOS - Non Line of Sight
NMT - Nordic Mobile Telephone
OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplex
OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAR - Peak to Average Ratio
PCS - Personal Communications Service
PDC - Personal Digital Cellular
QAM - Quadrature Amplitude Modulation
QPSK - Quadrature Phase Shift Keying
RA - Relay Assisted
RAN - Radio Access Networks
RTT - Radio Transmission Technology
SAE - System Architecture Evolution
SDC - Selection Diversity Combining
SDF - Selective Decode and Forward
SFBC - Space Frequency Block Coding
SIMO - Single Input Multiple Output
SISO - Single Input Single Output

SNR - Signal Noise Ratio

STBC - Space Time Block Coding

TACS - Total Access Communication System

TCP - Transmission Control Protocol

TD - CDMA - Time Division Code Division Multiple Access

TD - SCDMA – Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access

TDD - Time Division Duplex

TDL - Tap Delay Line

US - Uncorrelated Scattering

UT - User Terminal

VAA - Virtual Antenna Array

vMIMO - Virtual Multiple Input Multiple Output

VoIP - Voice Over IP

WAP - Wireless Application Protocol

WCDMA - Wideband Code Division Multiple Access

WiFi - Wireless Fidelity

WiMAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access

WSS - Wide-Sense Stationary

WSSUS - Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering

Capítulo 1

Introdução

1 - Introdução

1.1 - Historia e evolução dos sistemas de comunicação móveis

A história dos sistemas de comunicação móveis tem início em 1885 com uma comunicação sem fios entre comboios e estações, da autoria de Thomas Edison. Usando-se das teorias de Maxwell (1864) e das experiências de Henry (1842), o primeiro sistema baseava-se em acoplar electrostaticamente sinais entre os fios da estação e placas de metal situados no tecto de um comboio [1]. Os desenvolvimentos no estudo de antenas, conduzido por Hertz em 1887, possibilitaram a evolução para a comunicação via telégrafo entre navios, em 1898. Marconi, utilizando antenas de fio verticais com variadas formas, conseguiu finalmente em 1901 uma comunicação de longa distância, através do oceano Pacífico, entre o Canadá e o Reino Unido. Apesar de envolvido em controvérsia, diz-se que o primeiro sinal com a mensagem SOS foi enviado através do navio Titanic, e a ele atribuem-se a salvação de 700 vidas no naufrágio de 1912 [2]. A capacidade de transmissão entre pontos para além da linha de vista (Non *Line of Sight* – NLOS) marca o início oficial da primeira geração de comunicações móveis - 1G.

Impulsionado primeiro pelas duas Grandes Guerras, e posteriormente pelo progresso revolucionário no desenvolvimento dos semicondutores em circuitos integrados, uma nova era de sistemas móveis foi iniciada. A sua implementação deixa de ter apenas fins militares e a introdução destas comunicações na indústria levou a um crescimento exponencial. Em 1934 estima-se que cerca de 250 corporações da polícia Americana faziam a comunicação entre os seus departamentos, via rádio AM [3]. A constante procura por melhores sistemas levou as empresas a redesenhar, recriar e transformar as antenas até então estudadas, alcançando novos modelos, mais robustos, menores e com reduzido custo de produção. Em 1946 o primeiro sistema de

comunicação telefónica sem fios ligou 5 cidades Americanas, possibilitando a ligação de até 2400 chamadas simultâneas entre dois terminais.

A evolução dos sistemas de comunicação móveis conheceu vários desenvolvimentos, traduzidos em várias gerações. Apesar das transições entre estas gerações em alguns casos não serem totalmente claras, a seguinte figura tenta sintetizar a evolução das várias gerações ao longo do tempo.

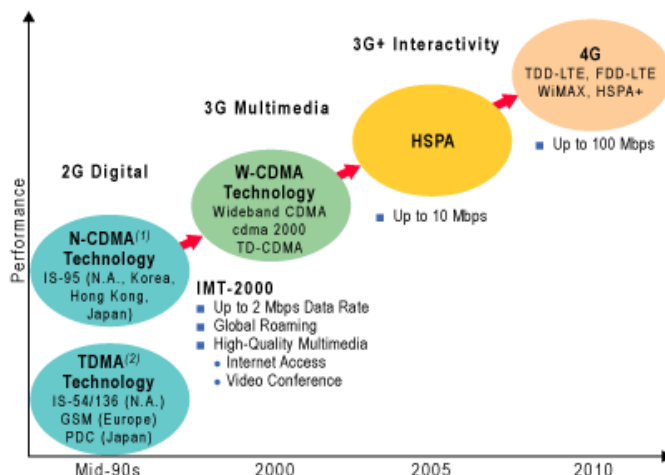


Figura 1: Gráfico da evolução das diferentes gerações dos sistemas de comunicação móveis [4].

Apesar da primeira geração não estar representada no gráfico, refira-se que teve início na década de 80 e que o seu desempenho era naturalmente inferior às sucessoras. Estas diferentes gerações são apresentadas de seguida, fazendo-se uma breve descrição das suas características e destacando as principais especificações de cada geração.

1ª Geração – 1G

A primeira geração caracterizava-se essencialmente por ser um sistema analógico. A área de cobertura baseava-se na divisão em células providas cada uma pelo seu transmissor rádio e receptores de baixa potência. Na década de 80, o mundo dividia-se quanto à tecnologia a utilizar: o *Nordic Mobile Telephone* (NMT) e o *Total Access Communication System* (TACS) eram os mais comuns na Europa, e em Portugal o *Cellular-Network* (C-NETZ) [5]. A divisão e diversidade de escolha destas normas levaram a que, dentro do continente Europeu, seis normas diferentes fossem adoptadas, e em alguns casos, mais do que uma em cada país. Na tabela 1 apresentam-se os diversos protocolos utilizados nos vários países do mundo.

Sistema	Países Aderentes
NMT – 450	Andorra, Áustria, Bielorrússia, Bélgica, Bulgária, Camboja, Croácia, República Checa, Dinamarca, Estónia, Ilhas Faroé, Finlândia, França, Alemanha, Islândia, Indonésia, Itália, Letónia, Lituânia, Malásia, Moldávia, Holanda, Noruega, Polónia, Roménia, Rússia, Eslováquia, Eslovénia, Espanha, Suécia, Tailândia, Turquia, Ucrânia;
NMT – 900	Camboja, Chipre, Dinamarca, Ilhas Faroé, Finlândia, França, Gronelândia, Holanda, Noruega, Sérvia, Suécia, Suíça, Tailândia;
TACS/ETACS	Áustria, Azerbaijão, Bahrein, China, Irlanda, Itália, Japão, Kuwait, Macau, Malásia, Malta, Filipinas, Espanha, Sri Lanka, Emiratos Árabes Unidos, Reino Unido;
AMPS	Argentina, Austrália, Brasil, Brunei, Camboja, Canadá, China, Geórgia, Indonésia, Cazaquistão, Quirguistão, México, Mongólia, Nova Zelândia, Paquistão, Papua Nova Guiné, Filipinas, Rússia, Singapura, Coreia do Sul, Sri Lanka, Tajiquistão, Tailândia, Turquemenistão, Estados Unidos, Samoa;
C-NETZ	Alemanha, Portugal, África do Sul;
Radiocom 2000	França;

Tabela 1: Distribuição das tecnologias de primeira geração no mundo [5]

• AMPS

Um dos exemplos da tecnologia 1G é a *Advanced Mobile Phone Service* (AMPS). Esta começou a ser utilizada em 1983 e fazia a alocação completa de um canal, durante a transmissão de voz. A sua utilização já contemplava protocolos de transferência de sinal entre células, o processo de *handover*. A crescente utilização deste sistema rapidamente saturou o número de canais disponível por célula, atingindo o seu limite principalmente nas áreas metropolitanas.

2ª Geração – 2G

A utilização de um sistema mais robusto, que contemplava codificação digital de voz, maior eficiência espectral e principalmente maior capacidade marcou o início da era da segunda geração de sistemas móveis. Esta geração caracterizava-se por ter muito mais capacidade que a anterior. Dividia a frequência de um canal pelos vários utilizadores e contemplava a divisão das células em micro ou pico células. Mais uma vez, definiram-se vários protocolos: *Digital AMPS* (D-AMPS), *Personal Digital Cellular* (PDC), *Code Division Multiple Access* (CDMA). De entre estes destacou-se o sistema *Global System for Mobile Communications* (GSM).

• GSM

O GSM foi introduzido comercialmente na Europa em 1992, usando inicialmente a gama dos 900MHz, com uma arquitectura aberta, contributo precioso para desenvolvimento de terminais de relativo baixo custo. Após várias controvérsias acerca da distribuição do espectro electromagnético nos Estados Unidos [6] o GSM foi igualmente implementado, operando na ordem dos 1900 MHz, tendo como nome inicial PCS (*Personal Communications Service*). Nos restantes países o GSM-1800 operava nos 1800MHz e era utilizado para a cobertura de áreas com mais densamente populacional. Foram também estabelecidas normas pelo *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) para GSM a operar nos 400 e 800MHz, porém foram explorados com menos entusiasmo que as demais normas.

2.5 G

O termo 2.5G não foi reconhecido pelo *International Telecommunications Union* (ITU), apenas é descrito como uma tecnologia de transição entre as duas gerações [5]. Os protocolos que nela se inserem podem ser caracterizados como uma evolução dos da geração anterior. Esta distinção surgiu de uma necessidade do mercado estabelecer uma nova era nas comunicações sem fios que ultrapassavam as barreiras de taxas de transmissão do 2G [7]. Entre as várias tecnologias implementadas, encontram-se: *High-Speed Circuit-Switched Data* (HSCSD), *Enhanced Data Rates for Global Evolution* (EDGE), e o *General Packet Radio Services* (GPRS). A tabela seguinte ilustra os protocolos 2.5G intermédios entre as gerações 2G e 3G.

2G	2.5G	3G
GSM	GPRS/EDGE	WCDMA TD – CDMA TD-SCDMA
IS-136	GSM/GPRS/EDGE	WCDMA TD – CDMA TD-SCDMA
CDMA (IS-95)	CDMA2000 (1xRTT)	EVDO (IS-856) EVDV

Tabela 2: Tecnologias de transição entre as gerações 2G e 3G [7]

• GPRS

Entre os vários standards referidos, destaca-se o GPRS. Teoricamente, este permitia taxas de até 115 Kbps, porém os valores médios situavam-se nos 10 Kbps por *time slot* [5]. Além de suportar transmissões com diferentes taxas de codificação consoante as condições do canal [8], o que destaca o GPRS dos restantes é a sua transmissão por pacotes. Os *time slots* são partilhados e o utilizador só vai ocupar o canal quando este for realmente necessário, quando estiver a transmitir. Esta tecnologia é especialmente indicada para aplicações em tempo não real, como acessos a serviços baseados em Internet: quer por via *Wireless Application Protocol* (WAP) ou por normal *HyperText Markup Language* (HTML). A nível do utilizador as vantagens são a maior rapidez da ligação, através das taxas de transmissão mais elevadas, e por pagar apenas o volume de informação transferida e não consoante o tempo de ligação.

3ª Geração - 3G

A terceira geração de sistemas móveis surgiu da necessidade da criação de um sistema de comunicação standard que permitisse comunicações em qualquer lugar, a qualquer hora [9]. Mesmo antes de uma saturação do sistema GSM, o ITU idealizou um sistema com distribuição espectral uniformizada, uma abrangente gama de serviços (dados, voz, multimédia e Internet) e taxas de transmissão até 2 Mbps na sua fase inicial. Algumas destas premissas foram alcançadas e

principalmente devido a questões políticas e regionais, sistemas incompatíveis e independentes foram estabelecidos:

- **Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)** – Este sistema evoluiu da segunda geração (GSM) e vingou na Europa, Japão e algumas partes da Ásia. É também designado como 3rd *Generation Partnership Project (3GPP)* [10]. Deu uso à estrutura de grande investimento do sistema GSM mantendo compatibilidades com este. Utiliza o *Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA)* e contempla multiplexagem tanto na frequência, *Frequency Division Duplexing (FDD)*, como no tempo, *Time Division Duplexing (TDD)*. Na primeira os sinais de *Uplink* e *Downlink* estão alocados em diferentes frequências e no caso da TDD a mesma frequência é usada em instantes de tempo diferentes. O UMTS oferece serviços orientados tanto para pacotes de dados como para circuitos [11].

- **CDMA2000 ou 3GPP2** – Apesar de na tabela 2, a tecnologia CDMA2000 (1xRTT) ter sido incluído na geração 2.5G, as suas implementações mais importantes inserem-se nesta geração. Este sistema foi utilizado nos Estados Unidos, Coreia do Sul, Bielorrússia, Roménia, algumas partes da Rússia, Japão e China. Utiliza o esquema de acesso múltiplo e contempla redes de dados, voz e sinalização. Resulta da segunda geração da telefonia celular do *Interim Standard 95 (IS-95)* e difere desta por ter mais capacidade na transmissão de pacotes de dados.

As principais diferenças entre o UMTS e o CDMA2000 baseiam-se nas arquiteturas de rede, particularmente na interface ar e no desenho das *Radio Access Networks (RAN)*.

- **WIFI**

Do termo *Wireless Fidelity (WiFi)*, esta norma tornou-se a mais utilizada e amplamente difundida forma de acesso sem fios dos últimos anos. Este standard foi desenvolvido pelo grupo 11 do comité IEEE 802 recebendo assim a designação de IEEE 802.11. Foi desenvolvido inicialmente para acesso a redes pessoais, como computadores portáteis e PDAs mas rapidamente se implementaram técnicas de acesso a redes com maior alcance como Internet e *Voice Over IP (VoIP)*. Divide-se basicamente em três principais padrões: 802.11b, 802.11a e 802.11g. Destes destaca-se o 802.11g por ser o mais utilizado e por surgir da conjugação dos restantes: utiliza a velocidade do 802.11a com a alta compatibilidade do 802.11b. Atinge uma taxa de transmissão de cerca de 54 Mbps e opera na 2.4 GHz que não necessita de licenciamento. Utiliza a tecnologia OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) para taxas de transmissão superiores a 20Mbps e requer um *Complementary Code Keying (CCK)* para assegurar a compatibilidade com os dispositivos 802.11b [12].

3G +

Como já referido, o sistema UMTS propunha-se a alcançar entre outros fins, taxas de transmissão de até 2Mbps em células interiores. Confrontado com o fracasso desta meta, o 3GPP apostou no aperfeiçoamento do sistema UMTS, aprimorando a interface ar do WCDMA para valores além dos propostos para os sistemas de terceira geração [13]. O sistema *High-Speed Packet Access (HSPA)* foi assim adoptado, introduzindo principalmente a nível do *Downlink*

(HSDPA), modulação e codificação adaptativa, mecanismos de retransmissão, e numa fase posterior, múltiplas antenas de transmissão e recepção. Estas exploram a descorrelação entre os vários canais, utilizando propriedades da diversidade e atingindo melhor eficiência espectral.

Uma dessas vantagens é a adaptação da ligação às condições do canal, servindo primeiro os utilizadores com condições mais favoráveis. Assim o sistema HSDPA adapta em paralelo as taxas de modulação e codificação de acordo com a qualidade instantânea do canal visto por cada utilizador. Este sistema contempla ainda um sistema híbrido de pedido de reenvio automático (*Hybrid Automatic Repeat Request* - HARQ), suprimindo certos erros resultantes da variação do canal durante a transmissão. O sistema HSDPA tem como principal desvantagem não suportar *Soft Handover* devido à complexidade de sincronização das várias células. Torna-se então vantajoso para o sistema a escolher rápida da célula com melhor relação sinal/interferência.

Analisando a história das comunicações móveis podemos concluir que a sua evolução segue ciclos de aproximadamente dez anos: na década de 80 a primeira geração (1G), dez anos depois a segunda geração (2G) com a terceira (3G) a ser tornada realidade em 2001-2002. Espera-se então que uma nova década traga uma nova certificação pelo ITU [14]. A grande alteração que caracterizará esta nova geração (4G) será caracterizada pela unificação dos vários sistemas de comunicação sem fios existentes, baseando-se todos na camada TCP/IP, protocolo básico de Internet. Estima-se que a próxima geração de redes sem fios oferecerá taxas de transmissão entre os 50Mbps e os 150Mbps. Para isso novas técnicas de modulação e codificação têm sido estudadas assim como desenvolvimentos referentes a consumos de potência e um melhor aproveitamento do espectro são igualmente esperados.

Actualmente os sistemas que melhor caracterizam esta geração, apesar da sua designação de 4G não ser totalmente correcta, são: *Long Term Evolution* (LTE) e *WorldWide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX).

• LTE

O *Long Term Evolution* foi estabelecido pelo 3GPP como a próxima tecnologia IP baseada na modulação OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Surge como um sucessor das tecnologias de rede do GSM e do UMTS utilizando a sua interface ar, mas difere destas num melhor aproveitamento espectral no *Downlink*, utilizando um sistema de múltiplas antenas (*Multiple Input Multiple Output* - MIMO). Permite-lhe assim utilizar portadoras com larguras de banda maiores do que 5MHz e a simplificação de vários elementos de rede, em comparação com o HSPA [15]. Os seus objectivos são que se mantenha a capacidade de transmissão de voz e de dados em tempo real para velocidades até 500Km/h, e que possa chegar até 100Mbps e 50Mbps para *dowlink* e *Uplink*, respectivamente. Uma das suas características mais marcantes é que inclui uma arquitectura (*System Architecture Evolution* – SAE) que apenas contempla comutação de pacotes (*Evolved Packet Core* – EPC). Mais informações sobre este aspecto podem ser encontradas em [16]. Assim como os protocolos a que lhe deram origem, contempla FDD e TDD melhorados, o que lhe permite um *Time-Division Synchronous Code Division Multiple Access* (TD-SCDMA).

- **WiMAX**

Uma nova norma surgiu do comité IEEE 802, criando a família 802.16, o standard para acesso de banda larga sem fios. Designada de *WorldWide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) esta norma assemelha-se ao LTE visto também ser completamente orientada para comutação de pacotes. Assim como o LTE engloba-se na classe das redes sem fios Metropolitanas (MAN) ou Wide (WAN) podendo atingir coberturas de até 30 quilómetros e taxas de transmissão de até 75 Mbps. Porém este valor limite seria apenas para transmissões fixas e com linha de vista. Utiliza as técnicas de FDD e TDD, e contempla modulações *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) e *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). Desde a sua implementação em 2001 várias versões foram oficializadas. Entre essas destacam-se:

IEEE 802.16f – Criada em Agosto de 2004, possuía uma base de gestão de dados (*Management Information Base* – MIB) para as camadas física e MAC (Medium Access Control). Juntamente com um sistema de gestão de rede (Network Management System - NMS) permitia o controlo eficaz de fluxos, nós e serviços [17].

IEEE 802.16g – Também iniciado em Agosto de 2004 com o *Network Management Study Group*, o seu objectivo era melhorar a eficiência dos recursos de rede, mobilidade e espectro. Caracteriza-se também por uniformizar a gestão dos dispositivos fixos e móveis.

IEEE 802.16h - A equipa *License-Exempt* (LE) do IEEE 802 desenvolveu em Dezembro de 2004 esta norma para implementar mecanismos de coexistência entre dispositivos a operar na mesma banda de frequências. O sistema implementado partilha a frequência a utilizar entre as estações base (*Base Stations* - BS) utilizando o domínio do tempo para evitar interferências.

IEEE 802.16j – O grupo *Relay Task* é responsável pelo estudo do uso de operações de retransmissão durante uma comunicação. Para isso, são utilizados terminais cuja única função é a retransmissão de sinais recebidos. Para facilitar a sua identificação, ao longo deste documento vão receber a designação internacional de “*relays*”. Estes que podem ser de três tipos: móveis, fixos ou nómadas. De maneira a promover a diversidade cooperativa no sistema, durante uma transmissão, um outro dispositivo que não o receptor final, recebe igualmente uma versão do sinal a ser transmitido. O *relay* encarrega-se depois da retransmissão para o receptor final.

1.2 - Sistemas de portadora múltipla

Com o rápido desenvolvimento dos sistemas de comunicações móveis, a sua complexidade também tem aumentado de maneira a acomodar as crescentes necessidades de mercado. De maneira a obter sistemas mais fiáveis e se fazer um aproveitamento racional do espectro electromagnético, uma das técnicas desde logo utilizada foi a modulação de portadoras múltiplas. Apresenta-se aqui uma pequena introdução a estes sistemas, e assim como certas conceitos, cujo estudo pormenorizado é apresentado no capítulo 3.

Um sistema de portadoras múltiplas caracteriza-se por fazer a divisão de uma sequência de informação a transmitir, em várias sequências menores, que serão enviadas através do mesmo número de subcanais. A informação a ser enviada por cada um desses subcanais será obviamente menor do que a original assim como largura de banda utilizada por esse canal. Este processo,

designado de modulação de portadora múltipla é utilizado em vários sistemas de comunicação sem fios e tem como melhor exemplo de implementação, a modulação OFDM. Através de transformações de *Fourier* (*Fast Fourier Transform* – FFT) esta técnica utiliza subcanais ortogonais entre si e a escolha das subportadoras em número suficiente de modo a que a sua largura de banda seja menor do que a largura de banda de coerência do canal. A modulação OFDM tem técnicas de eliminação da interferência entre símbolos (*Inter Symbol Interference* - ISI), como por exemplo introduzindo redundância na trama, através de prefixos cíclicos.

A utilização de técnicas de modulação em portadoras múltiplas pode ser combinada com outras técnicas, nomeadamente as de múltiplo acesso. Uma das mais populares é a OFDMA. Esta combina a utilização das subportadoras definidas pelo OFDM por diferentes utilizadores, ou seja, num sistema com diferentes utilizadores, as frequências dos seus subcanais é distribuída aleatoriamente por múltiplos utilizadores [18]. Esta distribuição introduz o conceito de *Frequency Hopping* (FH), que não é mais que saltos na frequência entre as diversas portadoras. Esta técnica permite eliminar a interferência intracelular mas poderá criar interferências entre células vizinhas.

1.3 - Sistemas de comunicação com múltiplas antenas

A utilização de diversidade espacial será um elemento chave, para um bom aproveitamento da diversidade inerente em canais sem fios e o consequente alcançar de capacidades de banda larga. A forma convencional de obter diversidade espacial é através do uso de múltiplas antenas em ambos ou apenas num dos terminais. Num sistema clássico ambos os terminais são equipados com apenas uma antena, sendo designado na literatura internacional por SISO (*Single-Input Single-Output*). Dependendo do número de antenas usadas em ambos os terminais podem ser definidos três tipos de configurações: *Multiple-Input-Single-Output* (MISO) neste caso são usadas um conjunto de antenas no transmissor e apenas uma no receptor, *Single-Input Multiple-Output* (SIMO) esta configuração é oposta a anterior, isto é, são usadas um conjunto de antenas no receptor, MIMO é o caso mais geral que usa um conjunto de antenas em ambos os terminais, como representado na figura seguinte.

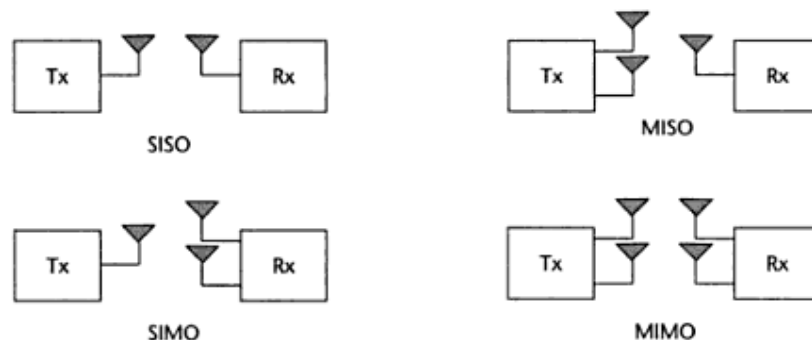


Figura 2: Configurações dos sistemas de comunicação com múltiplas antenas [19]

A vantagem do uso de múltiplas antenas nestes sistemas é a introdução de multiplexagem espacial e diversidade. Estes conceitos serão estudados com mais detalhe no capítulo 4, mas desde já referem-se as garantias de grandes melhorias quanto à eficiência espectral e ganhos do sistema. Os ganhos referidos podem ser obtidos apenas pela utilização de várias antenas ou pela diversidade espacial introduzida pelo uso de múltiplas antenas. Este conceito pode também ser diferenciado em diversidade no emissor e no receptor.

O uso de múltiplas antenas introduz também melhorias na capacidade do sistema [20]. Esta define-se como a quantidade de dados que pode ser enviada por um canal, por unidade de tempo. A capacidade de um sistema MIMO é maior do que a um sistema SISO, sendo também diferente para os SIMO e MISO. Estes valores serão quantificados nas secções 4.3.2 e 4.3.3, respectivamente.

1.4 - Diversidade cooperativa e uso de *relays*

Os conceitos de diversidade já apresentados contribuem, entre outros, para evitar o problema do desvanecimento do sinal ao longo de uma transmissão sem fios. Quer pela variação das posições do emissor e receptor, por interferências ou pela própria qualidade do canal, estas técnicas revelam-se importantes na manutenção de uma qualidade de serviço aceitável. Além das formas de diversidade espacial, temporal ou na frequência já citados, uma outra forma de diversidade é apresentada: diversidade cooperativa. Esta técnica explora algumas características da diversidade espacial, na medida que utiliza mais do que uma antena para se proceder à comunicação, porém estas estão localizadas em partes diferentes da rede. O conceito de diversidade assenta na cooperação entre os vários utilizadores para assegurar melhores desempenhos do sistema. Essa cooperação estabelece-se quando um elemento transmissor envia a sua informação não só apenas para o receptor, como para um outro elemento do sistema, que procede depois à sua retransmissão. Se este segundo elemento for apenas responsável pela retransmissão do sinal, denomina-se *relay*. Um exemplo básico de uma comunicação com diversidade cooperativa está representado na figura seguinte, no caso de uma transmissão *Uplink* entre um terminal móvel de um utilizador (User Terminal - UT) e uma estação base, BS.

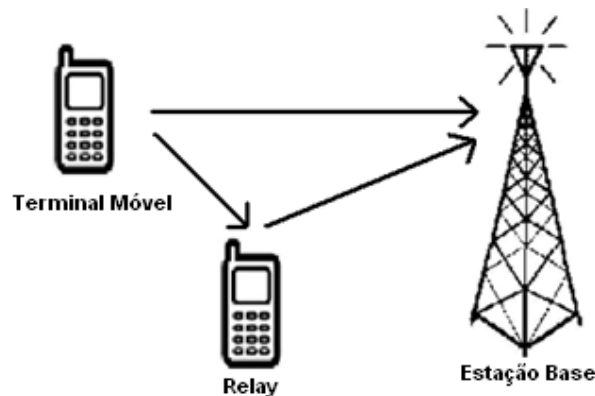


Figura 3: Esquema simples de diversidade cooperativa com uso de um *relay*

É estabelecido um caminho directo entre o UT e a BS e um caminho cooperativo entre o UT e o *relay* (*Relay Node – RN*) e entre este e a BS. A retransmissão da versão do sinal original poderá ser feita tanto directamente para a estação base, como para um novo elemento cooperativo, um segundo *relay*. Este será o responsável pelo envio dessa versão do sinal do UT para a estação base. A figura seguinte descreve a situação referida.

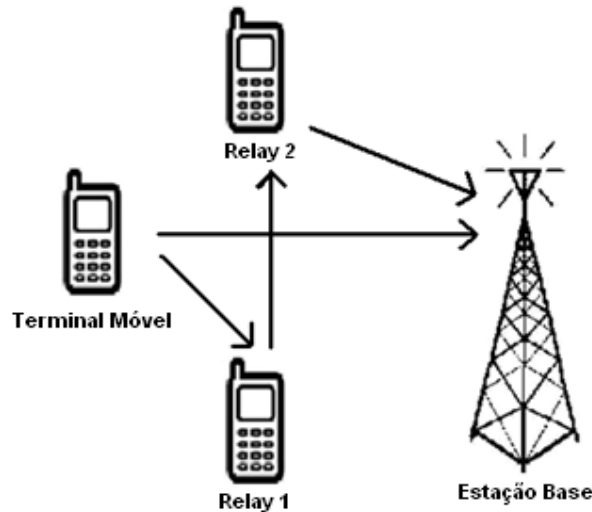


Figura 4: Esquema simples de diversidade cooperativa com o uso de dois *relays*

Esta técnica permite, para além dos ganhos já referidos anteriormente para os sistemas com antenas múltiplas, melhorias quando existem diferentes condições para os vários canais entre emissor, *relays* e receptor. Num sistema não cooperativo, se o canal entre UT e BS for de má qualidade a transmissão será também de má qualidade. Se isto se verificar num sistema com diversidade cooperativa, como os exemplos anteriores, se o canal entre UT - RN - BS for de boa qualidade, o caminho cooperativo garantirá o sucesso da transmissão.

O modo como o *relay* actua, recebendo o sinal e efectuando a sua retransmissão pode englobar vários processos de codificação e decodificação. De entre alguns algoritmos de reencaminhamento, destacam-se: *Amplify and Forward* (AF), *Decode and Forward* (DF), *Selective Decode and Forward* (SDF) e *Equalize and Forward* (EF). Estes serão descritos com pormenor na secção 5.3.

Além da complexidade que um sistema cooperativo apresenta, a nível da camada física, processamento do sinal e algoritmos de codificação, a principal desvantagem deste sistema é o seu funcionamento em modo *Half-Duplex*. Isto significa que os elementos do sistema não podem receber e emitir informação ao mesmo tempo na mesma banda de frequências [21].

1.5 – Dissertação

1.5.1 – Motivações e Objectivos

As comunicações cooperativas são uma das áreas de pesquisa em maior crescimento e é provável que sejam uma tecnologia chave para o uso eficiente do espectro rádio nos próximos anos. A ideia chave na cooperação do utilizador é a da partilha de recursos entre múltiplos nós da rede. É usualmente aceite que a oferta de banda larga dos futuros sistemas sem fio dependerá do uso de múltiplas antenas no transmissor/receptor. No entanto, utilizar agregados de antenas no TM pode não ser praticável devido à sua dimensão, custo e limitações do hardware. Além disso, há uma correlação significativa entre os canais rádio em alguns ambientes. A diversidade cooperativa é uma solução promissora para que os sistemas sem fio superem as limitações apontadas. Pode ser conseguido com a cooperação de múltiplos utilizadores que, por exemplo, permitam a partilha da antena única dos seus terminais criando um sistema MIMO virtual. Embora os recentes estudos teóricos mostrem que ganhos significativos de desempenho/capacidade podem ser conseguidos com a cooperação entre os utilizadores, os terminais e redes actuais estão longe de integrar e explorar de forma eficiente as potencialidades prometidas pela teoria fundamental.

Esta dissertação insere-se na área das comunicações sem fios e tem como principal objectivo estudar, implementar e avaliar o desempenho de sistemas de diversidade cooperativa para o sistema *WiMAX* Móvel. Prevê-se que utilização de diversidade cooperativa nos sistemas de banda larga sem fios, poderá acomodar as necessidades crescentes de altas taxas de transmissão, largura de banda, mobilidade e cobertura, que temos vindo a testemunhar nos últimos anos. A cooperação entre vários utilizadores, a utilização de agregados de antenas e de sistemas MIMO será a única maneira de alcançar os níveis de qualidade de serviço que permitam esta tecnologia competir e constituir uma alternativa às redes cabeladas. Os esforços feitos no estudo da diversidade cooperativa levaram à criação, dentro do grupo IEEE 802.16 que estuda as tecnologias de acesso de banda larga, do *Relay Task Group* específico para o sistema *WiMAX*, recebendo a denominação de IEEE 802.16j.

O trabalho desta dissertação foi desenvolvido no âmbito do projecto de investigação Europeu CODIV (FP7-ICT-2007-215477).

1.5.2 – Organização

Esta dissertação divide-se em mais cinco capítulos, separados em secções:

O capítulo 2 trata os conceitos fundamentais sobre o canal de comunicação móvel, assim como a formulação de parâmetros importantes.

Nos capítulos 3 e 4 é feita a explanação e caracterização de sistemas de portadora múltipla e múltiplo acesso, e de sistemas de múltiplas antenas, respectivamente. Nestes são apresentadas as tecnologias e configurações que servem de base ao trabalho prático a desenvolver.

No capítulo 5 é feita a referência às premissas da diversidade cooperativa, com os diferentes conceitos e tecnologias utilizadas no trabalho experimental. A sua explicação, apresentação dos resultados práticos e conclusão é feita nas secções finais do capítulo 5.

No último capítulo são apresentadas as conclusões finais deste trabalho e referidas aplicações futuras ao desenvolvido nesta dissertação.

Capítulo 2

Conceitos sobre canal de comunicação móvel

2 - Conceitos sobre canal de comunicação móvel

O projecto de um sistema de comunicação deve ter em conta três elementos: um emissor, um receptor e um canal de propagação. Esse canal é definido como o meio físico pelo qual o sinal a enviar se propaga, desde o emissor até ao receptor. Este tem importância crucial no projecto e os restantes elementos têm que ser adaptados às suas características. Idealmente este meio sobre o qual o sinal se propaga quer-se livre de qualquer interferências, sem objectos entre antenas transmissora e receptora. Na realidade as comunicações móveis actuais requerem transmissões em zonas altamente povoadas com as mais variadas fontes de interferências. Os fenómenos a que as ondas electromagnéticas estão sujeitas e as implicações que essas interferências têm no sinal a enviar vão ser explorados neste capítulo. Além destes, são apresentadas as características que permitem caracterizar um canal de comunicação móvel. Sem esta descrição tornar-se-ia impossível compreender os fenómenos descritos nos capítulos seguintes e progredir neste estudo.

Este capítulo divide-se nas seguintes secções: na secção 2.1 são descritos os tipos de modelos de modulação de canal e de seguida, na secção 2.2, são apresentadas as várias contribuições de desvanecimento de sinal. Os conceitos de espalhamento de *Doppler* e do atraso, de tempo e banda de coerência, assim como os de selectividade no tempo e frequência, são apresentados nas secções 2.3 e 2.4. A definição dos canais WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) é feita na secção 2.5 e a formulação de capacidade de canal é feita na secção 2.6. São descritas duas distribuições estatísticas para o desvanecimento rápido de sinal na secção 2.7 e finalmente na secção 2.8 são apresentadas as características do canal ITU Pedestrian B, utilizado para obter os resultados apresentados nesta dissertação.

2.1 - Modulação de canal

De maneira a garantir o bom funcionamento de uma transmissão sem fios, torna-se imprescindível prever o comportamento do sinal, ao longo do canal de propagação. Assim, a compreensão dos fenómenos associados a um canal sem fios e a sua modulação é o primeiro passo a dar ao projectar-se um sistema de comunicação móvel. Os fenómenos associados às interferências numa transmissão sem fios não se comportam segundo uma forma pré-estabelecida, a variação destes ao longo do percurso e do tempo podem ser tão grande que seria impossível a sua determinação exacta. Para isso estabelecem-se modelos, que pretendem quantificar os fenómenos associados aos processos de propagação rádio e descreve-los de uma forma simplificada e aproximada [22].

Podem-se distinguir duas maneiras de caracterizar a modulação de canal de rádio móvel. Modelos determinísticos e modelos estatísticos ou estocásticos. Um terceiro modelo pode também ser considerado, surgindo como um sistema híbrido dos dois primeiros.

- **Modelos determinísticos**

Os modelos determinísticos tentam prever exactamente as características do canal, numa determinada localização, usando informação proveniente do emissor e do receptor, assim como do meio em que este está situado. Tendo em conta esta última característica, o modelo resultante será apenas válido para essa localização específica. Estes são usualmente usados no planeamento celular de redes, estimando o desempenho de um determinado sistema para esse local. Este tipo de modulação é de difícil implementação porém pode ser utilizado quando se procura a melhor localização para uma estação base, em sistemas de redes celulares, ou até redes locais (*Local Area Networks* – LAN) [22].

- **Modelos estatísticos**

Por outro lado, os modelos estatísticos não são utilizados para o estudo do comportamento do canal numa localização específica. Este tenta modular as características estatísticas do canal. Ao contrário de um sistema determinístico utiliza conceitos como densidade espectral de potência (DEP), como a DEP de *Doppler*, e distribuições de potência como as de Rice e *Rayleigh* [23]. Esta modulação estatística do canal de transmissão torna-se mais exacta quando os meios a utilizar são separados em diferentes classes definindo para cada uma os parâmetros do modelo a utilizar.

- **Modelos híbridos**

Os modelos híbridos englobam as medições efectuadas na propagação de ondas para uma determinada zona, segundo o determinístico, e a partir destas utiliza o modelo estatístico para determinar aproximações a esse comportamento. Assim, categorizando os vários meios onde se dá a propagação, o comportamento do canal pode ser estimado com mais exactidão.

2.2 - Perdas de percurso – Desvanecimento

Os fenómenos inerentes à propagação electromagnética em sistemas sem fios tornam-se difíceis de quantificar com exactidão. Assim desenvolvem-se modelos de propagação, relativamente simples, que descrevem com precisão o comportamento estatístico dos canais, dependendo do meio e do cenário onde o sistema está inserido [23]. Este tipo de canais chamam-se de desvanecimento (*Fading Channels*). Este desvanecimento deve-se principalmente a fenómenos de reflexão, difracção e espalhamento, ocorre nos canais rádio por vários motivos e por esses recebe diferentes denominações.

2.2.1 – Desvanecimento rápido (*Fast-Fading*)

Durante uma transmissão, o sinal emitido está sujeito a propagação multipercurso. Nesta, a mesma cópia do sinal percorre diferentes percursos. O sinal recebido, que será composto pela soma das várias componentes do sinal captado pela antena receptora, terá diferenças de amplitude e fase do sinal original. A este tipo de desvanecimento dá-se o nome de desvanecimento rápido por ser causado pelas rápidas variações das características do canal.

2.2.2 – Desvanecimento Lento (*Slow-Fading*)

Quando entre as duas antenas de um sistema de comunicação se encontram grandes obstáculos físicos como edifícios ou montanhas, o sinal no receptor vai ter componentes do sinal que vão ser afectados pela “sombra” que esses obstáculos provocam. Este fenómeno denomina-se *shadowing* e provoca variações no valor médio do sinal. No desvanecimento lento a amplitude do canal pode ser modulada por uma distribuição “log-normal” com um desvio padrão descrito pelo modelo de *log-distance Path Loss*. Informação detalhada sobre estes pode ser encontrada em [23].

2.2.3 – Perdas de propagação (*Path Loss*)

Este parâmetro é o mais importante no que diz respeito à propagação através de um canal de comunicação. A propagação em espaço livre tem inerente a atenuação do sinal, devido à distância entre emissor e receptor que irá obviamente determinar uma perda na potência do sinal. Este parâmetro que descreve as perdas tem em conta a frequência e a distância entre as antenas. A sua quantificação é conhecida como equação de *Friis* [24] e é dada por:

$$L = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.1)$$

Sendo L o valor do *path loss*, G_t e G_r os ganhos do emissor e receptor, respectivamente e d a distância entre antenas. Esta equação pode ser expressa em dB como [25]:

$$L_{dB} = -G_{tdB} - G_{rdB} - 20 \log(\lambda) + 20 \log(d) + 22 \quad (2.2)$$

As contribuições dos fenómenos descritos nesta secção podem ser visualizadas na seguinte imagem:

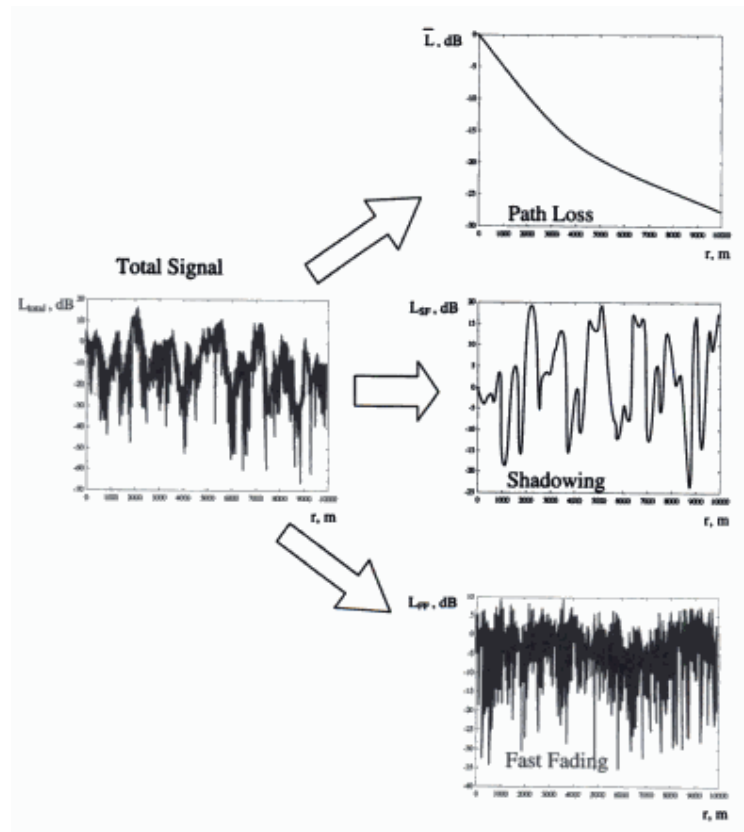


Figura 5: Contribuições dos três principais tipos de desvanecimento [26]

2.3 – Espalhamento de *Doppler* (σ_D), Tempo de Coerência (T_c) e Selectividade no Tempo

Devido ao movimento dos terminais móveis durante a transmissão, o sinal recebido vai ter desfasamentos, devido ao efeito de *Doppler*.

- **Espalhamento de *Doppler* (σ_D)**

A variação de fase do sinal obtido no receptor infere ao sinal recebido, um espalhamento na frequência, denominado de espalhamento de *Doppler*. Para uma transmissão de frequência f_0 a frequência do sinal recebido será: $f = f_0 \pm \sigma_D$. Sendo v a velocidade do TM, ψ o ângulo entre os TM e f_m o espalhamento máximo, o parâmetro σ_D descreve o espalhamento de *Doppler* e pode ser definido como [27]:

$$\sigma_D = \frac{v}{\lambda} \cos \psi = f_m \cos \psi \quad (2.3)$$

Como os terminais móveis podem movimentar-se com velocidade variável, e o ângulo dos feixes incidentes entre eles serão variantes no tempo, a frequência do sinal recebido irá variar entre $f_0 - f_m$ e $f_0 + f_m$ sendo f_m a máxima frequência do espalhamento. Estas mudanças no canal só serão consideradas quando a largura de banda do sinal a transmitir for menor do que $2f_m$ [27].

- **Tempo de coerência (T_c)**

De maneira inversa, pode-se caracterizar o tempo durante o qual a resposta impulsional do canal se pode considerar aproximadamente igual. Este tempo é designado por tempo de coerência e pode ser relacionado com o espalhamento de *Doppler*. Considerando um coeficiente de correlação de 0.5, é dado por [27] [28]:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad \text{ou} \quad T_c = \frac{1}{4\sigma_D} \quad (2.4)$$

- **Selectividade no Tempo**

Um canal designa-se de selectivo no tempo quando o tempo de símbolo a transmitir é muito maior que o tempo de coerência do canal, $T_s \gg T_c$. Tornar um canal selectivo no tempo, ou seja, estender a duração do sinal para além do valor do tempo de coerência do canal, é uma das técnicas utilizadas para explorar a diversidade temporal. Através da repetição do envio do mesmo símbolo por um $t \gg T_c$, podem ser implementadas técnicas de recombinação no receptor, que vão permitir melhorar os valores de Relação Sinal-Ruído (*Signal-Noise Ratio* – SNR) e melhorar a qualidade do sistema.

2.4 – Espalhamento do Atraso (τ), Banda de Coerência (B_c) e Selectividade na Frequência

- **Espalhamento do Atraso (τ)**

Este parâmetro define-se como o tempo de propagação compreendido entre as ondas com maior e menor percurso, considerando apenas as ondas com uma certa quantidade de energia. Consoante o serviço ou sistema a considerar é considerado um nível de *threshold* expresso em dB. A onda com menor percurso é aquela que toma o caminho directo, se este existir. Todas as outras ondas vão sofrer interferências, vão ser atrasadas no tempo e com características diferentes do sinal original. Para quantificar o espalhamento do atraso utilizam-se várias grandezas:

- Atraso médio: é dado pelo primeiro momento da potência espectral do atraso. Considerando A_i a potência recebida no percurso i , $\bar{\tau}$ o tempo de atraso médio, τ o espalhamento do atraso, e $P(\tau)$ a potência espectral do atraso, o atraso médio pode ser dado pela expressão [29] [30]:

$$\left(\bar{\tau}\right) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} A_i^2 \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} A_i^2} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} P(\tau_i)} \approx \frac{\int_0^{\infty} P(\tau) \tau \partial \tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) \partial \tau} \quad (2.5)$$

- Valor quadrático médio do espalhamento de atraso: dado pela raiz do segundo momento da potência espectral do atraso: $(\sigma_\tau) = \sqrt{(\tau^2) - (\bar{\tau})^2}$. Considerando:

$$(\tau^2) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} A_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{N-1} A_i^2} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{N-1} P(\tau_i)}$$

obtém-se a expressão final do valor quadrático médio do atraso [30] [26]:

$$(\sigma_\tau) = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} P(\tau) (\tau - \bar{\tau})^2 \partial \tau}{\int_0^{\infty} P(\tau) \partial \tau}} \quad (2.6)$$

- Atraso máximo: parâmetro que é simplesmente o intervalo de tempo em que a energia recebida cai além de um valor de *threshold* máximo, tipicamente de 30dB abaixo do valor da primeira onda [30]. Sendo τ_x o tempo da onda de threshold máximo e τ_0 o tempo da primeira onda, o tempo de atraso máximo pode ser dado por [29]:

$$\tau_{\max} = \tau_x - \tau_0 \quad (2.7)$$

- **Banda de coerência (B_c)**

Este parâmetro pode também ser denominado de frequência de coerência. Estabelecendo um paralelo com o tempo de coerência, esta grandeza mostra-nos quão rápido o canal muda, no domínio da frequência. Essa diferença das frequências entre as quais o sinal tem a mesma amplitude e fase linear, denomina-se banda de frequência. Pode ser relacionado com o valor médio quadrático do atraso, consoante o nível de correlação da amplitude dos dois sinais, através de [29]:

$$B_c \approx 0.02 \sigma_\tau^{-1}, \text{ para factores de correlação acima de 0.9} \quad (2.8)$$

$$B_c \approx 0.2 \sigma_\tau^{-1}, \text{ para factores de correlação acima de 0.5}$$

- **Selectividade na frequência**

Um canal designa-se de selectivo na frequência quando a largura de banda do sinal é muito maior que a largura de banda de coerência do canal, $B \gg B_c$. Esta característica dos canais

de banda larga garante um desvanecimento descorrelacionado do sinal. Tal como na selectividade no tempo, o conceito de diversidade pode ser explorado, neste caso no domínio da frequência, implementando técnicas de *interleaving* nos sistemas de portadora múltipla [30]. Por outro lado, nos canais de banda estreita, o desvanecimento é uniforme, sendo a largura de banda do canal muito menor que a largura de banda de coerência, $B \ll B_c$.

Como é visível no estudo das secções 2.3 e 2.4, os conceitos que caracterizam o canal multipercurso estocástico têm várias semelhanças e as suas derivações são feitas através de técnicas semelhantes. Apesar de cada um deles caracterizar um aspecto diferente do canal, estes podem ser obtidos através de transformações como a de *Fourier*, funções de autocorrelação, equações da potência espectral do atraso ou da média da raiz quadrada [31].

2.5 - Canais “Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering” - WSSUS

A maior parte dos canais utilizados em comunicação rádio móvel são do tipo WSSUS. A sua caracterização envolve o conceito de estacionaridade da sua resposta impulsional. Apesar das flutuações do sinal serem causadas por fenómenos não estacionários, numa pequena escala de tempo, estas flutuações podem ser consideradas como estacionárias. Na verdade a sua autocorrelação não tem que ser dependente de valores absolutos do tempo ou do atraso mas sim da diferença entre estes [30]. Esta aproximação é frequentemente denominada por quasi-estacionaridade [32]. Os canais que apresentam esta estacionaridade no tempo são chamados de Estacionários no sentido Lato (*Wide-Sense Stationary* – WSS).

Se os canais apresentarem uma resposta impulsional diferente para diferentes valores de atraso, ou seja, os diferentes percursos por onde os ecos são recebidos forem descorrelacionados, o canal caracteriza-se por ter um espalhamento não correlacionado (*Uncorrelated Scattering* – US). Se o canal combinar estas duas características, se a sua função de autocorrelação for independente do tempo e do atraso o canal diz-se de espalhamento não-correlacionado e estacionário no sentido lato (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering* - WSSUS).

A comunicação em rádio móvel pode ser estatisticamente definida por um processo Gaussiano complexo num canal WSSUS visto este ser o tipo de canais mais utilizado. Pelas propriedades definidas em cima, este pode ser caracterizado pelas suas funções de autocorrelação e função de densidade.

2.6 - Capacidade de canal

O conceito de capacidade de canal refere-se à máxima taxa de dados que se consegue transmitir através de um canal de comunicação sob determinadas condições. Para que se considere que essa transmissão seja efectuada com sucesso o sinal terá que ser recebido acima de uma determinada probabilidade de erro pré-definida. Na prática este valor nunca é atingido mas sim utilizado como um valor máximo para a capacidade de canal. As derivações dos valores

de capacidade de canal são diferentes consoante os elementos emissor e receptor do sistema têm ou não conhecimento das características do canal [28]. Este valor de taxa de transmissão máxima pode ser melhorado na utilização de sistema de antenas múltiplas, fazendo uso das técnicas de diversidade. Este conceito é referido nos seguintes capítulos, pelo que é apresentado apenas a capacidade de um canal afectado por ruído AWGN, um dos canais mais utilizados. Sendo W a largura de banda, N_0 a DEP do ruído e \bar{P} a potência média recebida, a capacidade C é dada por [30] [28]:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{\bar{P}}{N_0 W} \right) \quad \text{bps / Hz} \quad (2.9)$$

2.7 – Distribuições estatísticas para o desvanecimento rápido

De modo a modular o desvanecimento rápido dos sinais, apresentam-se as duas distribuições mais utilizadas: Rice e Rayleigh.

- **Distribuição de Rayleigh**

Esta distribuição utiliza-se em cenários urbanos, normalmente caracterizados por transmissões sem linha de vista entre os terminais. A distribuição de Rayleigh define as componentes real e complexa do canal como processos Gaussianos e independentes, caracterizando-os através do valor médio e das suas funções de autocorrelação e cumulativa de distribuição. A função densidade de probabilidade da amplitude r é então dada por:

$$f_r(r) = \frac{2r}{\eta} e^{-r^2/\eta} \quad r \geq 0$$

Onde $\eta = E\{r^2\}$ representa a potência média do sinal. A fase é uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi[$. Integrando $f_r(r)$ obtém-se a função cumulativa de distribuição, dada por [30]:

$$p(r \leq R) = \int_0^R f_r(r) dr = 1 - e^{-R^2/2\sqrt{\eta}} \quad (2.10)$$

- **Distribuição de Rice**

Nas comunicações entre antenas cuja linha de vista é garantida, normalmente uma das componentes do sinal tem amplitude dominante. Neste caso, a distribuição a utilizar é um caso particular da de Rayleigh, a distribuição de Rice. Mais uma vez, descreve-se através da função densidade de probabilidade da amplitude r dada por [30],

$$f_r(r) = \frac{r}{\eta} e^{\frac{(r^2 + r_s^2)}{2\eta}} J_0 \left(\frac{rr_s}{\eta} \right) \quad (2.11)$$

Onde $r_s = |E_0|^2$ é a potência do caminho directo, J_0 é a função modificada de *Bessel* para a ordem zero [33]. A fase é igualmente uniformemente distribuída entre 0 e 2π . Esta distribuição define um factor de Rice, $K_{rice} = r_s^2 / 2\eta$, que descreve a relação entre a potência da componente dominante e a potência média das propagações multipercurso.

2.8 – Caracterização do canal *Mobile WiMAX* utilizado

Nesta secção é descrito o modelo de canal usado nas simulações desta dissertação. A escolha deste modelo deve-se a questões práticas tais como: baixa complexidade de implementação, frequência da portadora (2 GHz) e cenários tipo usados pelo IEEE 802.16j. Este modelo foi especificado pela *International Telecommunications Union*, sendo baseado em medidas efectuadas num cenário de propagação pedestre e sem linha de vista. O canal utilizado nesta dissertação, tendo sido também adoptado pelo Mobile WiMAX, é o ITU *Pedestrian B*.

A modulação do canal utilizado segue o modelo *Tap Delay Line* (TDL). Neste modelo a resposta impulsional do canal $h(t, \tau)$ é quantificada através de valores de potência média de percurso e o seus instantes do atraso, definidos na literatura como [34]:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K \alpha_k^t \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.12)$$

Onde K define o número de percursos e α_k^t varia no tempo seguindo uma distribuição de Rayleigh com uma determinada potência média. Apresenta-se de seguida as especificações TDL deste modelo de canal no que diz respeito à potência e atrasos dos diferentes percursos [35].

Percursos	ITU Pedestrian B, 3Km/h	
	Atraso Inicial relativo (ns)	Potência Média relativa (dB)
1	0	0
2	200	-0.9
3	800	-4.9
4	1200	-8.0
5	2300	-7.8
6	3700	-23.9

Tabela 3: Especificações TDL WiMAX

Assim, este canal foi estendido para um sistema MIMO considerando que o espaçamento entre elementos é suficientemente grande, pelo que é assumido que o desvanecimento em cada elemento é decorrelacionado.

Capítulo 3

Sistemas de portadora múltipla e múltiplo acesso

3 - Sistemas de portadora múltipla e múltiplo acesso

O desenvolvimento das tecnologias sem fios conheceu desenvolvimentos nos últimos anos, que transformaram os simples sistemas de comutação de circuitos, de banda estreita, em sistemas fundamentalmente baseados em tecnologias IP, de banda larga [36]. Sendo o espectro electromagnético limitado e com bastantes restrições no que diz respeito a certas bandas de frequência, torna-se fulcral o seu uso de forma eficiente. As técnicas de modulação baseadas em portadora múltipla apresentam-se como uma das mais promissoras para alcançar esse objectivo. A modulação OFDM é a base de praticamente de todas as técnicas baseadas em portadora múltipla. Apresenta como principais vantagens não ser tão sensível à interferência multipercurso, facilidade de implementação e eficiência espectral. Foram precisamente estas vantagens que justificaram a sua escolha para os actuais e futuros sistemas de comunicações móveis, WiMAX e LTE. A modulação OFDM também pode ser usada como técnica de acesso múltiplo, designada por *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* tendo sido também adoptada no WiMAX e LTE no *downlink*. Neste capítulo é então apresentado com algum detalhe a modulação OFDM e a técnica de acesso múltiplo OFDMA. Na última secção deste capítulo são apresentadas, de forma resumida, as principais características do sistema WiMAX.

3.1 - Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)

O conceito de um sistema de portadora múltipla é fazer a transmissão de um sinal com taxa de transmissão R multiplexado em N fluxos de dados com um taxa de $R_{mc} = R / N$. Cada um dos subfluxos resultantes dessa multiplexagem é transmitido numa frequência diferente e os sinais resultantes são transmitidos na mesma banda, sobrepostos. Esta sobreposição permite um ganho espectral importante e constitui a grande vantagem desta multiplexagem.

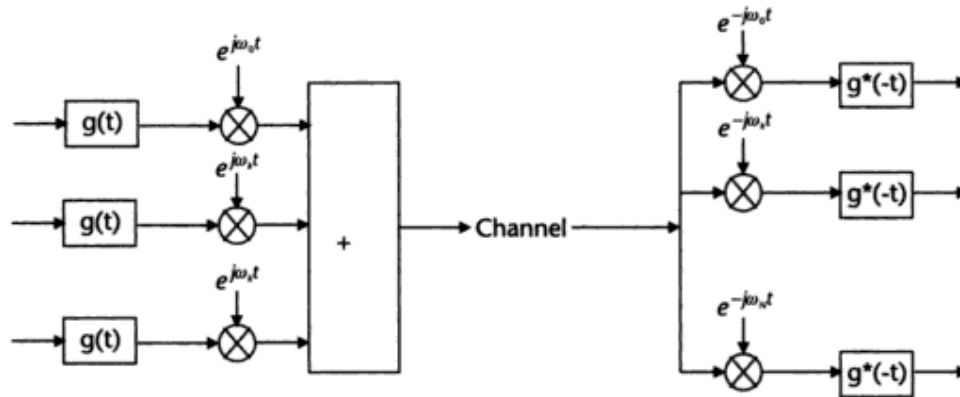


Figura 6: Estrutura básica de modulação por portadora múltipla [19]

Esta divisão do espectro disponível em pequenas bandas de frequência é o princípio básico dos sistemas Frequency Division Multiplex (FDM). De maneira a prevenir a interferência entre os sinais das portadoras adjacentes, é necessário garantir que estas são ortogonais entre si. Essa ortogonalidade significa que cada portador tem um número inteiro de ciclos por cada período de símbolo [19]. Assim garante-se que o espectro de cada portador tem um nulo na frequência central de outro portador no sistema, como pode ser observado na figura seguinte.

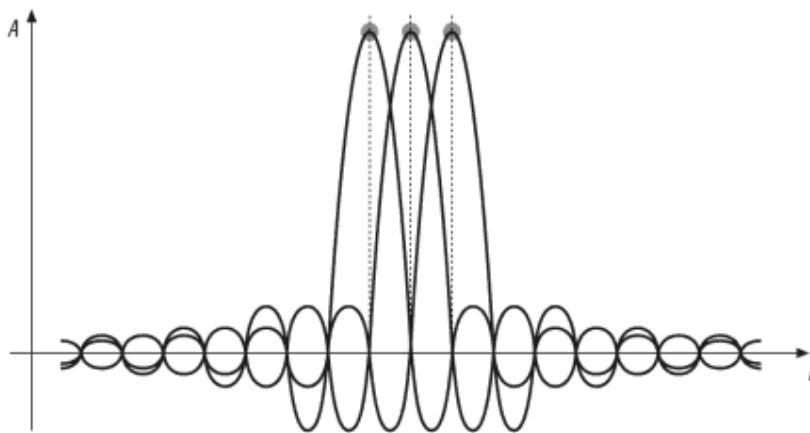


Figura 7: Ortogonalidade no domínio da frequência [37].

Note-se que a linha a tracejado, na frequência central das três ondas representadas, a potência das restantes ondas é nula.

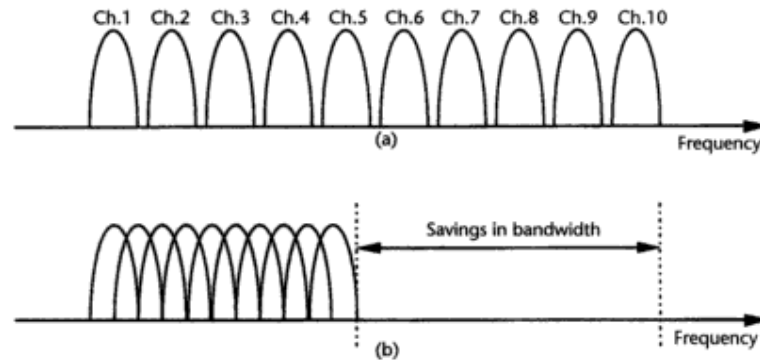


Figura 8: Ganho espectral de uma transmissão OFDM [38]

Em a) é representada a técnica FDM convencional e em b) a multiplexagem ortogonal. Verifica-se um ganho na largura de banda da transmissão do sinal.

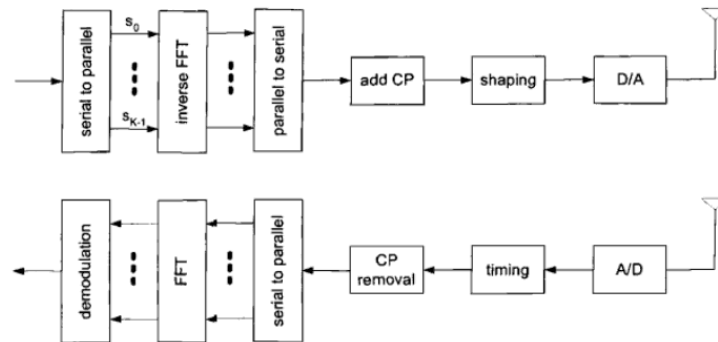


Figura 9: Diagrama de blocos de um sistema OFDM [36]

A figura 9 descreve os blocos gerais de um sistema OFDM. Através de transformadas directas e inversas de *Fourier* (*Inverse Fast Fourier Transformation* – IFFT), o sinal é passado entre os domínios da frequência e tempo. Cada uma das portadoras tem o seu valor de amplitude e fase e garante-se que o sinal não sofre qualquer alteração na alternância entre os domínios e se mantém a ortogonalidade. Os blocos *add CP* e *CP removal* descrevem uma técnica de aumento do tempo de símbolo. Esta visa diminuir a interferência entre símbolos, provocada pela propagação multipercurso e consiste na introdução de um prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* – CP).

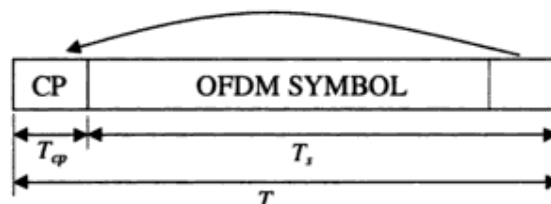


Figura 10: Introdução do prefixo cíclico em OFDM [39]

Este prefixo cíclico, também designado por intervalo de guarda, é uma cópia da última parte do símbolo OFDM e visto a sua informação ser redundante é removido no receptor, antes da desmodulação do sinal. Além de contribuir para a diminuição da ISI, a introdução do CP converte a convolução linear do canal, numa convolução cíclica. Para isto, o CP deve ser tão longo como a parte significativa da resposta impulsional do sinal transmitido [39]. Como uma convolução cíclica no domínio do tempo corresponde a uma multiplicação escalar no domínio da frequência, além da diminuição da ISI vai ser garantida também a ausência de interferência entre portadoras (*Inter-Carrier Interference* – ICI). A extensão do tempo de símbolo trará consequências ao desempenho do sistema, no que diz respeito à energia necessária para a sua transmissão. A degradação da relação sinal ruído devido à introdução deste tempo será dada por [39]:

$$SNR = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T} \right) \quad (3.1)$$

De igual forma, o aumento do tempo de símbolo vai diminuir a taxa de transmissão para um valor de $R(1 - T_{CP}/T)$. Com estas considerações, a escolha do tempo de prefixo cíclico a adicionar ao símbolo terá que ser bem equacionada, não comprometendo excessivamente a qualidade do sistema tanto pelas altas interferências, ISI e ICI, como pelas considerações de potência do sinal a emitir.

Estudados alguns fenómenos da transmissão é apresentada em seguida um esquema de um sistema baseado em OFDM. Este é constituído por emissor, figura 11, o canal de transmissão, e o receptor, representado na figura 12.

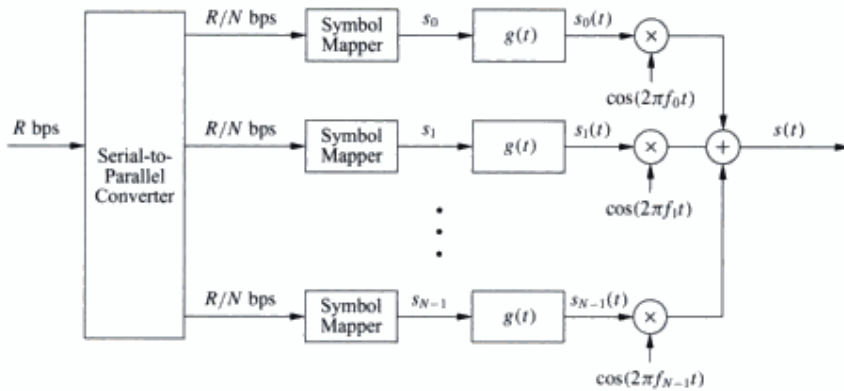


Figura 11: Emissor sistema OFDM [40]

Na figura é observado um sinal analógico de taxa R bps, convertido em N sinais de taxa R/N bps. Os símbolos são modulados sobre uma frequência f_N e ocupam a largura de banda B_N . É igualmente inserido o tempo de guarda. O sinal analógico é somado, $s(t)$, e transmitido segundo um canal que lhe vai introduzir um ruído $n(t)$. No receptor o sinal resultante $s(t) + n(t)$

é passado por filtros passa baixo, de maneira a obter apenas a frequência desejada, desmodulado, retirando o CP, e combinado via uma conversão paralelo série.

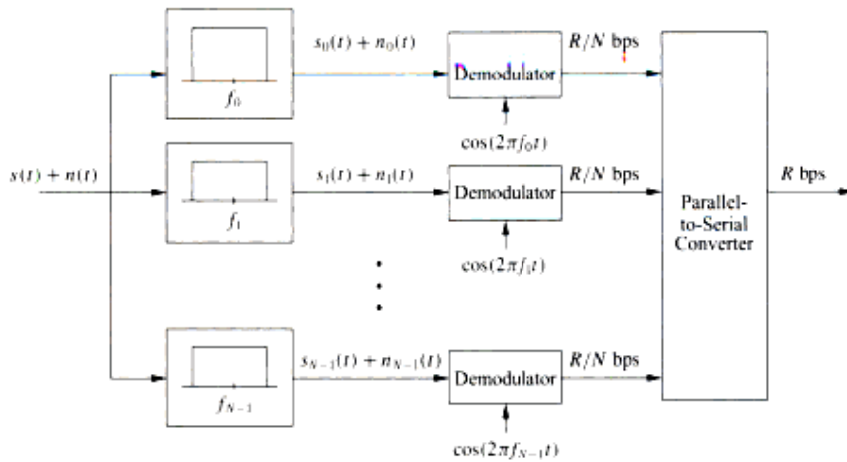


Figura 12: Receptor sistema OFDM [40]

A grande desvantagem do sistema OFDM é que todas estas transformações referidas podem provocar mudanças no sinal, nomeadamente na soma das ondas. O facto das suas envolventes, do tipo coseno elevado, poderem ter pequenas variações, correndo o risco de haver altas variações de pico/média (*Peak to Average Ratio* – PAR). Este problema afecta principalmente a largura de banda dos amplificadores na gama das frequências rádio. Outro dos problemas consiste na sincronização dos sinais. Para este existem algumas técnicas que permitem calcular os pontos a considerar na desmodulação do sinal OFDM, tal como a *Maximum Likelihood Estimation* (MLE), permitindo o sistema no receptor iniciar a desmodulação na posição correcta [19].

3.2 - Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)

Num sistema com múltiplos utilizadores, estes partilham os recursos do canal para fazerem a sua transmissão. O princípio básico desta técnica de acesso múltiplo é a partilha desse canal pelos vários utilizadores, tendo cada um acesso a uma subdivisão das portadoras. Os portadores desses subcanais vão estar espalhados ao longo de todo o espectro do canal, de modo a conseguir atingir alta diversidade multiutilizador. A figura 13 ilustra a divisão do espectro na técnica OFDMA. A frequência disponível é dividida em N_E portadoras, e N_G subportadoras, como em OFDM. O subcanal referido em OFDMA vai ser constituído por um elemento de cada uma das N_G subportadoras, a ele atribuído. Esta divisão pode ser feita de uma maneira dinâmica, sendo atribuídos os canais consoantes a necessidade de cada utilizador, ou de uma maneira pseudo-aleatória. Assim sendo, cada canal terá exactamente N_G elementos.

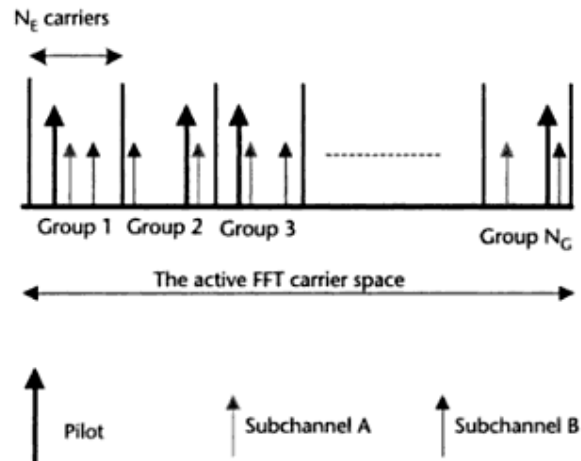


Figura 13: Alocação dos subcanais em OFDMA [41]

Para que se considere o desvanecimento do canal como descorrelacionado, é necessário garantir que cada subcanal tem largura de banda $B \gg B_c$ [42]. A divisão em OFDMA assemelha-se à técnica *Frequency Division Multiple Access* (FDMA). Adiciona-lhe a relação da ortogonalidade entre as portadoras, sendo a filtragem de uma subportadora mais fácil, não necessitando de bandas de guarda tão longas e filtros tão complexos como em FDMA [18]. A introdução da aleatoriedade de frequências atribuídas para cada utilizador pode ser vista como uma técnica de saltos na frequência (FH), bastante utilizada nos sistemas GSM [43].

As principais vantagens da multiplexagem OFDMA são:

- Granularidade: Sendo uma técnica que permite a alocação da largura de banda consoante a necessidade dos seus utilizadores, esta característica permite o uso dos recursos do canal a vários utilizadores ao mesmo tempo. Assim, os utilizadores que não necessitem de grandes recursos espectrais partilham a largura de banda durante uma transmissão.
- Ganho espectral: A acomodação de utilizadores com baixas taxas de transmissão em faixas de largura de banda correspondentes à sua necessidade permite reduzir a largura de banda total utilizada no canal.
- Simplicidade no receptor: Sendo mais robusto contra imperfeições do canal por mitigar os efeitos da detecção multiutilizador [36], o receptor destes sistemas não tem que ser tão complexo como o de sistemas que utilizam codificação dos utilizadores como *Multi-Carrier Code Division Multiple Access* (MC-CDMA).

3.3 - Camada física do sistema WiMAX

O standard IEEE 802.16 define os parâmetros de qualidade de serviço, segurança, e flexibilidade de funcionamento em várias bandas de rádio frequência. O sistema WiMAX contempla estas funcionalidades constituindo uma solução de acesso sem fios que pretende rivalizar com as tecnologias baseadas em comunicações com fios. Este sistema apresenta sistemas

de acesso tanto fixos como móveis, que serão descritos de seguida, dando-se especial relevância às características da sua camada física.

- **WiMAX Fixo**

A interface ar do sistema WiMAX baseia-se essencialmente na modulação OFDM. Porém, para comunicações entre utilizadores em linha de vista (*Line of Sight* - LOS), na gama dos 10 a 66 GHz, é suficiente uma modulação em portadora simples, sendo desenvolvido o standard *WirelessMAN-SC* (Single Carrier). Apesar de ser modulado por uma portadora única, este contempla divisão da frequência (FDD) e do tempo (TDD), conceitos que são abordados em 5.1.1.

Um novo standard foi definido na versão IEEE 802.16-2004, incluindo comunicações sem linha de vista e entre 2 a 11GHz. No que diz respeito à camada física WiMAX, este ainda contempla um sistema de portadora simples, porém a utilização da modulação OFDM de 256 subportadoras constitui a grande mudança. Este inclui alguns elementos que permitem equalizações e estimações do comportamento do canal para as comunicações NLOS e utiliza mensagens a nível das camadas PHY/MAC que facilitam a implementação de sistemas com antenas adaptativas. A divisão OFDM é fixa a 256 subportadoras sendo estas utilizadas para dados, sincronização e piloto e estimação, como definido na tabela 4 [33].

Sendo o tamanho da FFT fixo, o espaçamento entre subportadoras é de tamanho variável, consoante a largura de banda do sinal. Com larguras de banda maiores, o espaçamento entre subportadoras aumenta, diminuindo o tempo de símbolo. Para evitar problemas relacionados com o espalhamento do atraso, um maior de tempo de guarda terá que ser definido.

A camada física contempla ainda algumas características tais como códigos de correcção de erros combinados com modulações em quadratura para o controlo da eficiência de transmissão. Entre essas modulações estão: QPSK, 16QAM ou 64QAM. Estas modulações adaptativas são utilizadas tanto em comunicações *uplink* como *downlink* variando consoante os grupos da família 802.16 a utilizar.

- **WiMAX Móvel**

O conceito de WiMAX móvel é amplamente estudado pelo grupo IEEE 802.16 e pelos membros do *WiMAX Forum*. Herda as características do WiMAX fixo como as altas taxas de transmissão, alta qualidade de serviço e segurança e contempla ainda o conceito de mobilidade. Esta característica por suportar processos de *handover* optimizados com tempos de latência baixos.

A nível da camada física, o *Mobile WiMAX* é caracterizada por utilizar o acesso OFDMA, com a particularidade de utilizar FFT de tamanho variável, entre 128 e 2048. Devido a esta característica, esta técnica de acesso múltiplo recebe a designação de S-OFDMA (*Scalable OFDMA*) na sua especificação IEEE 802.16-2005. Esta escalabilidade permite utilizar comportar várias bandas de frequência, alterando o tamanho da FFT. Este facto permite manter o espaçamento entre subportadoras a 10.94KHz, um valor que estabelece o equilíbrio entre as necessidades do espalhamento do atraso e o espalhamento do *Doppler* em sistemas tanto móveis como fixos [44]. Este e outros parâmetros estão representados na tabela 4.

Além desta característica, a camada física do sistema WiMAX móvel utiliza também:

- Configurações MIMO: com o uso de antenas adaptativas, melhorando o desempenho global do sistema;

-Funcionamento em modo duplex: tanto no domínio do tempo (TDD) como no da frequência (FDD). Utiliza preferencialmente o TDD visto a sua implementação ser mais simples menos dispendiosa e necessitar apenas de um canal simples para o *Downlink* e *Uplink*, melhor para a implementação de técnicas MIMO;

- Reuso da frequência: através da sectorização das células e de técnicas de *Frequency Hopping*.

Parâmetro	WiMAX fixo	WiMAX móvel				
Tamanho FFT	256	128	256	512	1024	2048
Subportadoras de dados	192	72	192	360	720	1440
Subportadoras piloto	8	12	8	60	120	240
Subportadoras guarda	56	44	56	92	184	368
Largura de banda do canal (MHz)	3.5	1.25	3.5	5	10	20
Prefixo cíclico ou Tempo de guarda	1/32, 1/16, 1/8, 1/4					
Espaçamento entre subportadoras (KHz)	15.625	10.94				
Tempo de símbolo útil μ s	64	91.4				
Duração símbolo OFDM	72	102.9				
Número de símbolos numa trama de 5 ms	69	48				

Tabela 4: Parâmetros OFDM utilizados em WiMAX [33]

Capítulo 4

Sistemas com múltiplas antenas

4 - Sistemas com múltiplas antenas

O uso de múltiplas antenas nos sistemas de comunicação ganhou popularidade na última década devido à elevada capacidade de transmissão que podem alcançar em comparação com os sistemas SISO. Neste caso ambos os terminais estão equipados com múltiplas antenas são conhecidos como *Multiple-Input Multiple-Output*. Permite um vasto número de benefícios que torna a sua utilização essencial em sistemas que tenham necessidades de elevados desempenhos em situações desfavoráveis. Além do uso das dimensões tempo e frequência, estes fazem uso da dimensão espacial aumentando ainda mais o desempenho global do sistema. De forma a ir ao encontro das exigências dos futuros sistemas de comunicação móveis, torna-se fundamental a implementação de antenas múltiplas nos seus terminais. Assim, o estudo de técnicas de processamento com múltiplas antenas assume uma importância crucial. Neste capítulo são apresentadas algumas das características e vantagens da utilização de sistemas com múltiplas antenas: na primeira secção são referidos conceitos básicos deste tipo de sistemas. Na secção 4.2 é referido o caso específico de um agregado de antenas. De seguida, na secção 4.3 são referidos os sistemas MIMO, SIMO e MISO e derivadas as suas capacidades. Em 4.4 introduz-se o conceito de diversidade neste tipo de sistemas. Apresentam-se ainda as técnicas que permitem introduzir diversidade no emissor e no receptor dos sistemas de antenas múltiplas, como técnicas de combinação e codificação de sinal, na secção 4.5. Na parte final deste capítulo referem-se as premissas da codificação no espaço-tempo e espaço-frequência.

4.1 - Conceitos gerais

Como referido anteriormente, uma configuração MIMO é caracterizada por ter M_T antenas transmissoras, e M_R antenas receptoras. O emissor e receptor estabelecem, através do canal de transmissão, múltiplas ligações entre as suas antenas, como verificado na figura seguinte.

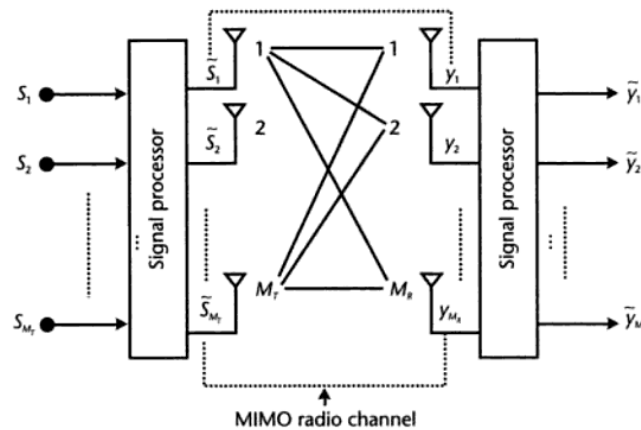


Figura 14: Diagrama de blocos de um sistema MIMO [19]

Nos blocos indicados como “*Signal Processor*”, são feitas as principais transformações aos sinais a serem enviados e que permitem ao sistema fazer a comunicação entre os pares de antenas emissoras e receptoras de forma a melhorar o seu desempenho. A informação enviada e recebida por cada uma das antenas terá que sofrer várias transformações antes do envio, tornando o emissor e receptor deste sistema muito mais complexo que um SISO. Os dados que se pretendem transmitir passarão primeiro por um processo de codificação, por exemplo, através de códigos convolucionais. De seguida serão espalhados consoante o processo de “*interleaving*” escolhido de acordo com as necessidades do sistema. Os dados serão depois mapeados em símbolos de dados, através de modulações como QPSK ou QAM. Antes da transmissão podem ainda ser usadas técnicas de codificação espaço-tempo ou espaço-frequência das sequências obtidas e os dados são transmitidos. Após a propagação dos sinais ao longo do canal, as antenas receptoras captam-nos e o processador de sinal do receptor efectua as operações inversas às do emissor: recebe os dados, descodifica-os na frequência ou tempo, faz o desmapeamento dos símbolos e a sua descodificação. Apresenta-se na figura 15 os diagramas de blocos correspondentes a estas unidades de processamento de sinal. Apesar de este ser um diagrama de blocos genérico, cada um dos blocos que o constituem pode ter variações que implicam grandes mudanças no tratamento do sinal e consequentemente no desempenho do sistema.

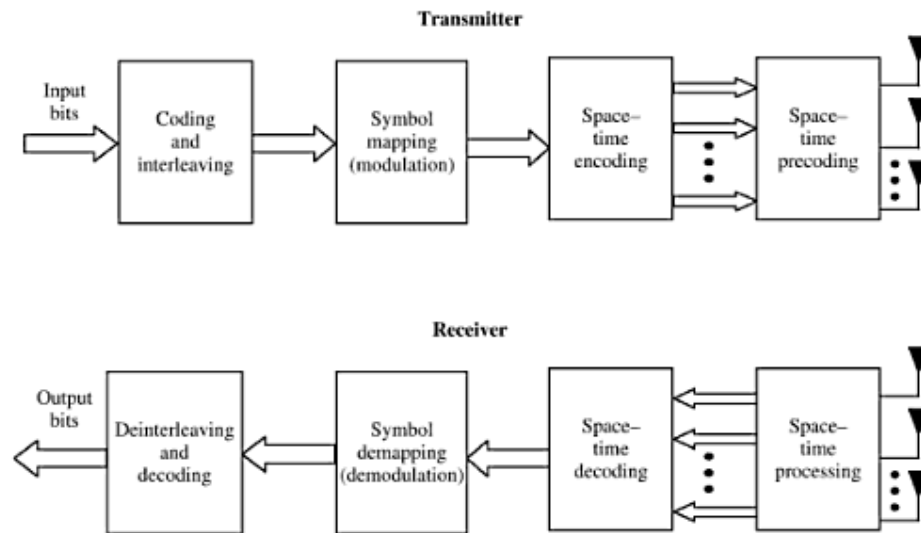


Figura 15: Diagrama de blocos das unidades de processamento no emissor e receptor de um sistema MIMO [45]

4.2 - Agregados de antenas

Várias aplicações de sistemas de comunicação sem fios exigem altos ganhos de potência por exemplo para transmissões de longas distâncias. Para satisfazer essas necessidades, algumas técnicas físicas como o aumento do tamanho eléctrico da antena, ou o *tilting* das antenas podem ser implementadas. Uma técnica bastante eficaz consiste em organizar a posição das antenas de maneira a obter uma configuração geométrica e eléctrica específica, denominada de agregado de antenas. O campo electromagnético total de um agregado de antenas é determinado pela adição vectorial dos vários campos individuais criados pelas antenas que constituem o agregado, combinados de forma apropriada tanto em amplitude como em fase [46]. A disposição e organização do agregado de antenas serão determinadas consoante as necessidades do sistema. Os agregados de antenas são usualmente formados por antenas de características iguais porém antenas diferentes podem constituir um agregado e estes podem ser de uma, duas ou três dimensões. Na organização de um agregado cujas antenas são idênticas, destacam-se cinco parâmetros que podem ser ajustados de modo a atingir o melhor desempenho da antena [46]:

- Configuração geométrica – disposição das antenas de modo linear, circular, rectangular ou esférico;
- Posição relativa entre antenas;
- Excitação em amplitude de cada uma das antenas;
- Excitação em fase de cada uma das antenas;
- Padrão de radiação de cada um dos elementos;

A utilização de agregados de antenas pode ser implementado tanto no emissor, receptor, ou como será explorado nos capítulos seguintes, em antenas que funcionam como intermédio

entre estas. Sendo uma configuração com múltiplas antenas, estando suficientemente espaçadas, promove a diversidade, mitigando efeitos de perdas multipercurso.

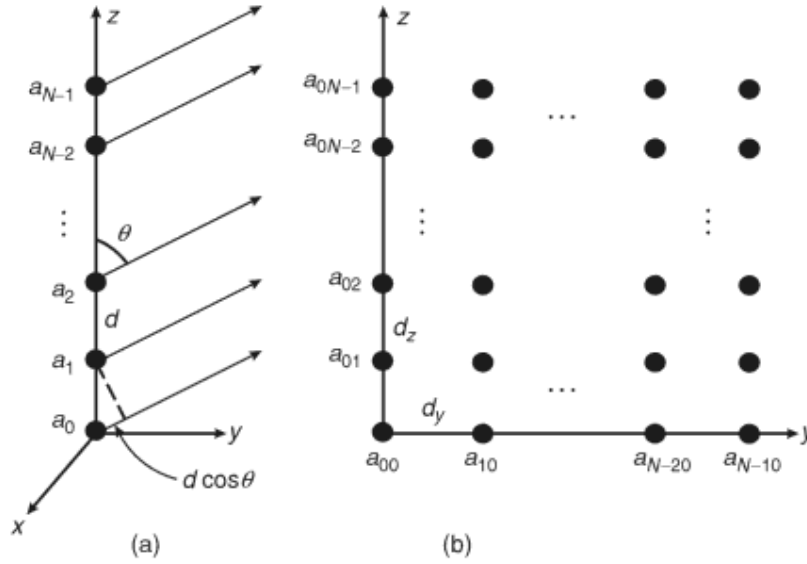


Figura 16: Configurações de agregados de antenas: a) linear b) bidimensional [47]

Na figura 16 observa-se a distribuição de um agregado de antenas linear. Sendo d a distância entre N antenas, E_{el} o campo eléctrico dos elementos do agregado, a_n a amplitude de cada elemento, α a fase de um elemento em relação ao seguinte, k_0 o comprimento de onda no espaço livre, $f(\psi)$ o factor de agregado, a intensidade de campo eléctrico total no agregado E_{tot} é [47]:

$$\begin{aligned} E_{tot}(\theta, \phi) &= E_{el}(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(k_0 d \cos \theta - \alpha)} \\ &= E_{el}(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} = E_{el}(\theta, \phi) f(\psi) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Considerando todas as amplitudes iguais, o elemento $f(\psi)$, factor de antena vai ser dado por [47]:

$$\begin{aligned} f(\psi) &= a \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = a \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \\ f_0(\psi) &= \frac{f(\psi)}{Na} = \frac{\sin(\frac{N\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Da expressão anterior verificamos que $f_0(\psi)$ é máximo quando $\psi = 0$. Sendo $\psi = k_0 d \cos \theta - \alpha$, para que $\psi = 0$, teremos [47]:

$$\theta = \theta_{\max} = \cos^{-1} \left(\frac{\alpha}{k_0 d} \right) \quad (4.3)$$

Assim prova-se que o ganho máximo do agregado pode ser controlado pela fase relativa dos elementos individuais. Há que referir que as formulações anteriores consideram que os elementos que constituem o agregado têm todos o mesmo comportamento. Esta aproximação só é válida para valores abaixo de um determinado limiar, visto que elementos exteriores podem modificar a radiação das antenas posicionadas nos extremos do agregado. Na figura 17 apresenta-se o diagrama de radiação de um agregado linear com 20 antenas.

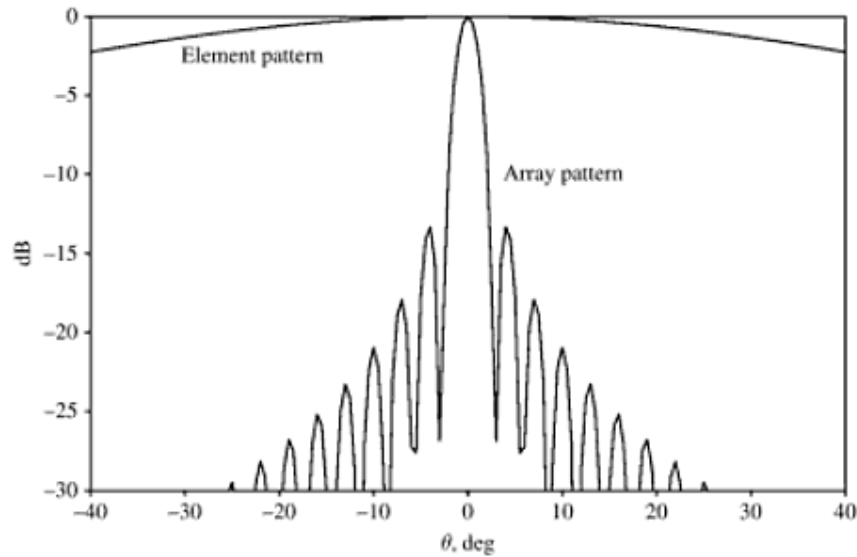


Figura 17: Diagrama de radiação agregado linear de 20 antenas [48]

Além do padrão de propagação do agregado (*Array pattern*), a figura descreve também o comportamento de um elemento singular do agregado (*Element pattern*). É visível que a combinação dos vários elementos singulares vai promover a directividade, tendo o lóbulo principal um intervalo pequeno de variação do ângulo, em comparação com o de uma antena singular. Esta directividade vai melhorar substancialmente o ganho do agregado.

4.3 – Capacidade de sistemas com antenas múltiplas

4.3.1 – MIMO

Num sistema MIMO, já descrito sucintamente na secção 4.1, temos M_T antenas transmissoras e M_R receptoras. As ligações que se irão formar entre elas serão então $M_T \times M_R$ e cada uma vai ser denominada por $h_{M_T M_R}$. Um canal MIMO pode ser representado através de uma matriz [15]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_T} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{M_R 1} & h_{M_R 2} & \dots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Os sinais transmitidos e recebidos serão:

$$\begin{aligned} \text{Sinal enviado} \quad \mathbf{x} &= [x_1, x_2, \dots, x_{M_T}]^T \\ \text{Sinal recebido} \quad \mathbf{y}_{M_R \times 1} &= \mathbf{H}_{M_R \times M_T} \mathbf{x}_{M_T \times 1} + \mathbf{n}_{M_R \times 1} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Em que \mathbf{n} é o vector de ruído constituído por valores complexos e Gaussianos de média zero e variância σ_n^2 .

São apresentadas de seguida as capacidades dos sistemas de múltiplas antenas. Apresentam-se os casos em que o canal é conhecido no emissor. Esta informação pode ser obtida através do envio de uma sequência de treino inserida nos dados, ou por outro lado, alguns sistemas são providos de um canal de feedback do receptor para o emissor, para que essa informação seja conhecida [49]. A capacidade dos sistemas MIMO foi amplamente estudada em [19] e [50] pelo que não é apresentada a sua derivação completa. Sendo I_{M_R} a matriz identidade, \mathbf{H} a matriz $M_R \times M_T$, e R_{SS} a matriz de covariância do sinal enviado, a capacidade de um sistema MIMO genérico é dada por [15]:

$$C = \log_2 \det \left[I_{M_R} + \mathbf{H} R_{SS} \mathbf{H}^H \right] \quad bps / Hz \quad (4.6)$$

- **Capacidade de um sistema MIMO com conhecimento de canal**

Nos casos em que o sistema tem conhecimento do canal, a distribuição de potências pelos caminhos com diferentes potências pode ser feita consoante as suas características. Os que tiverem melhor valor de SNR serão naturalmente mais utilizados que os demais.

$$C = \max_{P_i} \sum_{i=1}^R \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i \tau_i}{P} \right) \quad bps / Hz$$

Onde P representa a potência total do sinal transmitido e R a ordem de matriz \mathbf{H} . e considerando $\tau_i = \sigma_i^2 P / \sigma^2$. Podemos facilmente interpretar que, se o valor de SNR é alto, a potência P_i alocada a cada um dos ramos pode ser mínima de modo a que todos eles tenham potência suficiente para maximizar a capacidade do canal. Se o valor de SNR for baixo, torna-se melhor concentrar a potência do sinal na ligação com maior qualidade. Definindo τ_0 como um valor de

threshold para definir $P_i = \frac{P}{\tau_0} - \frac{\sigma^2}{\sigma_i^2}$ obtém-se [15]:

$$C = \sum_{i=1, \tau_i \geq \tau_0}^R \log_2 \left(\frac{\tau_i}{\tau_0} \right) \quad bps / Hz \quad (4.7)$$

de canal

Para o caso em a matriz é de ordem completa, ou seja, a sua ordem é igual ao número de antenas receptoras, a capacidade do sistema aumenta linearmente com o número de antenas.

- **Capacidade de um sistema MIMO sem conhecimento de canal**

Sem o conhecimento do canal não é possível uma atribuição inteligente de potências aos ramos do canal, pelo que a melhor estratégia é considerar a distribuição uniforme de potência por todos os ramos. A capacidade do sistema será dada apenas por [15]:

$$C = \sum_{i=1}^R \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 \bar{P}}{M_T} \right) \quad bps / Hz \quad (4.8)$$

Conclui-se assim que, apesar de ter um resultado pior que o caso anterior, mesmo sem o conhecimento do canal pelo emissor, a capacidade do sistema aumento com o aumento do número mínimo de antenas no emissor ou receptor [15].

4.3.2 – SIMO

O sinal recebido num sistema com apenas uma antena no emissor e M_R antenas no receptor, na sua antena de índice i é dado por:

$$x_i(n) = h_i s(n) + n_i(n)$$

Sendo $s(n)$ o sinal enviado com energia média E_s , $n(n)$ o ruído branco Gaussiano (AWGN) recebido na antena i . Cada uma dessas contribuições do ruído tem média zero, são

independentes entre si e têm igual variância N_0 , h_i representa os coeficientes do canal estabelecido entre a antena transmissora e a receptora de índice i com $E\{|h_i|^2\} = 1$. O resultado da técnica de combinação *Maximum Ratio Combining* (MRC), descrita na secção seguinte, aplicada aos sinais recebidos é dado por $y(n) = \sum_{i=1}^{M_R} h_i^* x_i(n)$.

A relação sinal ruído deste sistema, sendo E_s a energia média em cada símbolo modulado é então [51] :

$$SNR_{MRC} = \frac{E_s}{N_0} \sum_{i=1}^{M_R} |h_i|^2 \quad (4.9)$$

A capacidade de um sistema SIMO, para um canal Gaussiano determinístico é dada por [15]:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \bar{\tau} \sum_{i=1}^{M_R} |h_i|^2 \right) \quad bps / Hz \quad (4.10)$$

4.3.3 – MISO

Em alguns sistemas torna-se útil a utilização de múltiplas antenas no emissor, com apenas uma antena receptora. A configuração MISO permite atingir ganhos de diversidade no transmissor tanto no caso em que o receptor tem conhecimento de canal, através do envio de um sinal de feedback das condições do canal, ou quando este é desconhecido, através de técnicas de codificação *Alamouti*, definidas na secção 4.52.

Num sistema MISO com M_T antenas transmissoras a potência total do sinal transmitido é dividido nas M_T ligações estabelecidas entre estas e a antena receptora. A capacidade de um sistema MISO com canal Gaussiano e determinístico é dada por [15]:

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{\bar{\tau}}{M_T} \sum_{i=1}^{M_T} |h_i|^2 \right) \quad bps / Hz \quad (4.11)$$

Comparando a equação anterior com a equação 4.10, verifica-se que este sistema não tem ganho de antena no receptor, o que torna a capacidade do sistema SIMO aumentar mais rapidamente que a do MISO com o aumento de antenas [15]. Este comportamento é visível Figura 18 18.

No gráfico seguinte apresentam-se os resultados obtidos para a capacidade dos sistemas de múltiplas antenas acima descritos. Nestes sistemas tanto o emissor como receptor não têm conhecimento do canal. Para o caso do sistema MIMO o número de antenas é igual no emissor e receptor: $M_T = M_R = M$. No caso do MISO $M = M_T$ correspondente às antenas no emissor e o

contrário para o sistema SIMO, sendo $M = M_R$. Verifica-se o aumento linear da capacidade dos sistemas MIMO com o aumento do número de antenas, e a sua capacidade superior aos sistemas SIMO e MISO. Como já referido, o sistema SIMO tem maior capacidade que o MISO.

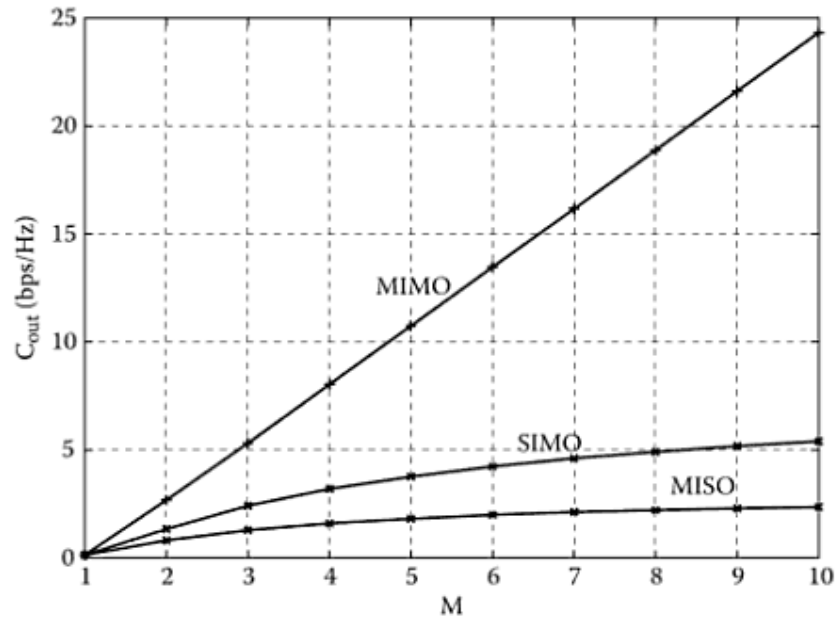


Figura 18: Capacidade dos sistemas MIMO, SIMO, MISO para um sistema com desvanecimento de Rayleigh [52]

4.4 – Diversidade

Várias técnicas de diversidade são usadas nos sistemas de comunicação sem fios, e dependendo do domínio onde as técnicas são aplicadas recebem diferentes designações. Aos conceitos de diversidade no tempo e frequência já citados, junta-se o de diversidade espacial, introduzido pela utilização de múltiplas antenas. Apresentam-se os conceitos de diversidade acima citados, com mais ênfase para o de diversidade espacial.

- **Diversidade no tempo**

Esta técnica consiste no envio de sinais idênticos em instantes de tempo diferentes. Estes instantes são usualmente designados por *slots* temporais e caracterizados por serem decorrelacionados e terem uma separação temporal entre eles maior do que o tempo de coerência do canal. Para a implementação destas técnicas são utilizados algoritmos de *interleaving* e de códigos de correcção de erros, tais como o *Forward Error Correction* (FEC). Este introduz a redundância de bits para a sincronização e correcção de erros [53]. A desvantagem da implementação desta e outras técnicas está relacionada com a perda de eficiência espectral do sistema.

- **Diversidade na frequência**

Como já referido no capítulo das técnicas de acesso múltiplo, a diversidade na frequência é introduzida pela transmissão em várias frequências do mesmo sinal. Analogamente à diversidade temporal, a separação das portadoras a transmitir terá que ser maior do que a banda de coerência do canal. Esta transmissão repetida do sinal também provoca a ineficiência espectral, pela introdução da redundância do sinal e introdução de bandas de guarda entre portadoras. Por outro lado, a aplicação de técnicas de multiplexagem como FDM e especialmente OFDM permitem ao sistema ter um grande eficiência espectral.

- **Diversidade no espaço**

A diversidade espacial, também denominado por diversidade de antena, é utilizada nos sistemas MIMO sendo o seu conceito básico o uso de múltiplas antenas para emissão ou recepção dos sinais. É estabelecido na literatura científica que uma separação entre antenas superior a dez comprimentos de ondas permite que os sinais se considerem descorrelacionados permitindo atingir a máxima ordem de diversidade [54]. Ao contrário das demais técnicas de diversidade, esta não provoca a diminuição da eficiência espectral do sistema. Porém, o envio de sinais através de múltiplas antenas vai requerer ao sistema outros recursos a nível de processamento, além de custos da implementação física de várias antenas. No entanto, a distinção mais importante destas técnicas de diversidade refere-se ao local onde são implementadas. Neste caso, os sistemas terão diversidade no emissor ou no receptor.

4.4.1 – Diversidade no receptor

Os fenómenos de desvanecimento do sinal ao longo de canais selectivos na frequência já foram amplamente estudados. Para mitigar esses efeitos, a utilização de múltiplas antenas requer um mecanismo de recombinação das versões do sinal recebidas. Usualmente, devido à complexidade da implementação de sistemas de antenas múltiplas, estes mecanismos são implementados nas estações base, e utilizados no *Uplink*, isto é, de um terminal móvel para uma estação base. Referem-se em seguida alguns dos algoritmos mais importantes de recombinação do sinal no receptor, que promovem a diversidade.

Tipo de Recombinação	Ganho	Complexidade de implementação
Selection Diversity Combining	8dB	Baixa
Equal Gain Combining	9dB	Média
<i>Maximum Ratio Combining</i> (implementação analógica)	10dB	Alta
<i>Maximum Ratio Combining</i> (implementação digital)	14dB	Alta

Tabela 5: Ganhos de diversidade e complexidade de implementação para três técnicas de recombinação para um sistema SIMO de 1x4 [55]

Para a caracterização das técnicas de diversidade no receptor, vai ser considerado que apenas uma antena transmite os sinais que serão recombinaados num receptor equipado com múltiplas antenas, um sistema SIMO. As técnicas de recombinação apresentadas na tabela 5 são:

- **Selection Diversity Combining – SDC**

Esta técnica baseia-se na selecção do melhor ramo do canal multipercurso, ou seja, o que tiver melhor relação sinal ruído. Um dos requisitos importantes, para que se garanta um canal independente, é que as antenas que constituem o receptor têm que ser separadas ou a operar em diferentes fases. A sua principal característica é não exibir ganhos de antena visto apenas uma das antenas receptoras ser utilizadas de cada vez [56].

- **Equal Gain Combining – EGC**

Ao contrário do SDC, este algoritmo combina a potência de todas as antenas. Os múltiplos sinais independentes são colocados em fase, os seus ganhos normalizados à unidade e depois são combinados [55]. Este tipo de recombinação produz, além do ganho de diversidade, o ganho de agregado.

- **Maximum Ratio Combining – MRC**

Esta técnica é a mais eficiente a nível de ganhos de potência, como mostrado na tabela 5, e apesar de ser a de mais complexa implementação, será descrita com mais pormenor. O algoritmo consiste em fazer uma recombinação com uma taxa máxima dos sinais recebidos nas antenas. O uso de um filtro linear com coeficientes óptimos permite obter um valor instantâneo máximo de SNR [57]. Os coeficientes óptimos do filtro são precisamente o complexo conjugado de cada canal em questão. A figura seguinte apresenta um sistema SIMO com duas antenas receptoras e mostra a introdução do filtro em causa.

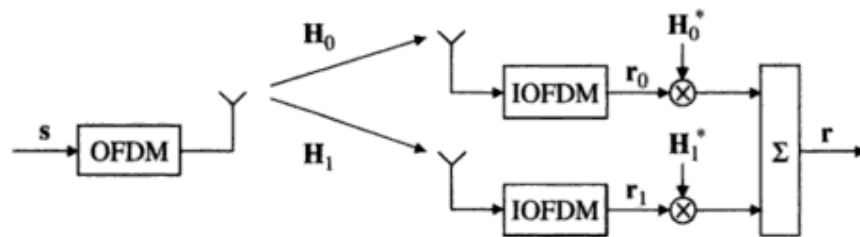


Figura 19: Sistema OFDM com receptor MRC [58]

Os sinais recebidos serão dados por:

$$r_0 = H_0 s + n_0$$

$$r_1 = H_1 s + n_1$$

Sendo n_0 e n_1 o ruído introduzido pelos respectivos canais. O ganho de diversidade introduzido pelo MRC é dado por [58]:

$$r = H_0^* r_0 + H_1^* r_1 = \left(|H_0|^2 + |H_1|^2 \right) s + H_0^* n_0 + H_1^* n_1 \quad (4.12)$$

A figura seguinte apresenta um gráfico do ganho de diversidade obtido para as diferentes técnicas de recombinação, em função da diferença da qualidade dos dois canais de um sistema SIMO MRC com duas antenas receptoras.

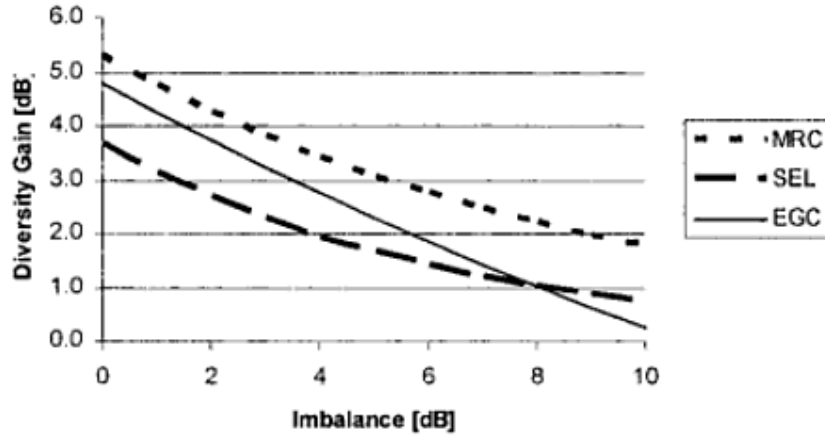


Figura 20: Ganho de diversidade em função da diferença de qualidade entre canais num sistema SIMO para diferentes técnicas de combinação [57]

Verifica-se, como já referido, que o sistema que apresenta melhor ganho de diversidade é o MRC. De seguida o EGC cujo desempenho só é ultrapassado pelo SDC para altos valores de diferença entre qualidade de canais. A relação entre as três técnicas vai ao encontro dos valores mostrados na tabela 5.

4.4.2 – Diversidade no Emissor

Pelas mesmas razões ligadas à complexidade da implementação de sistemas com múltiplas antenas em terminais móveis, os algoritmos que promovem a diversidade no emissor são usualmente usados em estações base, estabelecendo uma ligação *Downlink*, da EB para um TM. O conceito base deste tipo de diversidade consiste no envio de informação redundante através dos diferentes caminhos estabelecidos entre as antenas transmissoras e receptoras. Para a introdução dessa redundância nos sinais é necessária uma codificação dos dados a enviar.

4.5 – Codificação no espaço-tempo

As técnicas de transmissão no domínio espaço-tempo dividem-se em dois tipos, dependendo como o envio dos dados é feito.

4.5.1 - Codificação de *Trellis* no espaço-tempo

A codificação de *Trellis* contempla a transmissão de dados em série, combinando algoritmos de processamento de sinal no receptor com codificação dos dados no emissor, já referidos na secção 4.4.1. A codificação de *Trellis* no espaço-tempo é usada para sistemas com duas a quatro antenas transmissoras e é extremamente eficaz em ambientes de desvanecimento de canal lento, por exemplo, transmissões interiores. Para a decodificação, utiliza o algoritmo de *Viterbi* [59]. No entanto, esta técnica de codificação é bastante mais complexa que a de codificação por blocos.

4.5.2 - Codificação de blocos no espaço-tempo

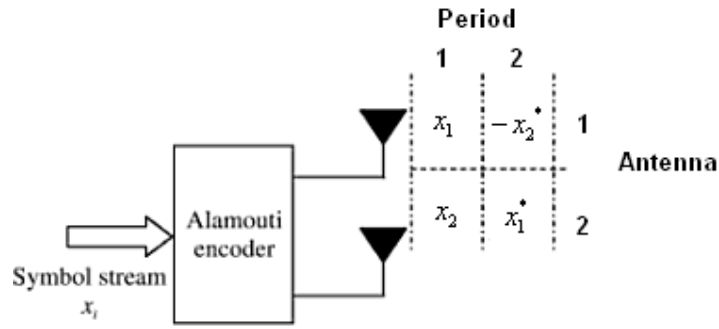
Esta codificação consiste na transmissão de blocos de informação e recebe a designação de *Space-Time Block Coding* (STBC). O código é definido por uma matriz de transmissão \mathbf{D} de dimensões $T \times M_T$, cuja formulação é determinada pelos seguintes parâmetros [2]:

- O número de símbolos transmitidos - i ;
- O número de antenas no transmissor - M_T , que define o tamanho da dimensão da matriz;
- O número de instantes temporais (*slots*) num bloco de dados - T ;

Garantindo a ortogonalidade dos símbolos no domínio do tempo, o receptor apenas necessita de um processamento linear dos dados [2]. A ortogonalidade da matriz \mathbf{D} só é alcançada quando $T = M_T$. A relação entre T e M_T reflecte a taxa que o codificador atinge: se $T = M_T$ a taxa é de 1, se $T > M_T$ o sistema irá sacrificar a sua taxa para manter a ortogonalidade do sistema, ficando esta menor do que um [21]. O exemplo de uma técnica de codificação que garanta os parâmetros acima citados é a codificação de *Alamouti*. Esta é muito mais simples que a codificação de *Trellis*, porém o seu desempenho não é tão bom. A sua escolha é recomendada pela relação complexidade computacional *versus* desempenho.

Codificação de *Alamouti*

Este esquema de codificação é utilizado em sistemas com duas antenas transmissoras, e nesta análise será considerada apenas uma antena receptora. O caso com múltiplas antenas receptoras foi estudado em [60]. O conceito de transmissão em *Alamouti* é relativamente simples e apresentado na figura seguinte.

Figura 21: Esquema do transmissor *Alamouti* [45]

Considere-se os dois símbolos de dados x_1 e x_2 a serem transmitidos pelas antenas A_1 e A_2 do emissor. No primeiro instante é transmitido por A_1 a sequência de dados x_1 e por A_2 os dados x_2 . Num segundo instante, em A_1 é transmitido $-x_2^*$ e em A_2 x_1^* . De maneira a simplificar a codificação no espaço-tempo representa-se numa matriz de codificação \mathbf{D}_i^2 .

$$\mathbf{D}_i^2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

Para este estudo considera-se o canal como de desvanecimento lento e constante na frequência, assim os ganhos dos canais para o primeiro instante são, $h_1(t)$ e $h_2(t)$, respectivamente para as antenas A_1 e A_2 . No instante seguinte mantém-se constantes: $h_1(t+T) = h_1(t) = h_1$ e $h_2(t+T) = h_2(t) = h_2$. O sinal recebido durante os dois *slots* de tempo será:

$$\begin{aligned} y_0 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \\ y_1 &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \end{aligned}$$

As componentes n_1 e n_2 são o ruído associado à transmissão em cada instante. O resultado anterior pode ser reescrito na forma matricial [21]:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Por fim, as estimativas dos símbolos de dados à saída do bloco de *Alamouti* são dadas por [30]:

$$\begin{aligned} \hat{d}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \hat{d}_2 &= h_2^* y_1 - h_1 y_2^* \end{aligned} \quad (4.14)$$

Como já referido, a técnica de recombinação de um sistema de duas antenas receptoras é o MRC. Apresenta-se a estimativa de símbolo anterior com a combinação MRC [30]:

$$\begin{aligned}\hat{d}_1 &= \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) d_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \hat{d}_2 &= \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 \right) d_1 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1\end{aligned}\quad (4.15)$$

Entre outros exemplos de técnicas de codificação encontra-se a codificação de *Tarokh*. Esta não é referida em pormenor visto utilizar um maior número de antenas, introduz maiores atrasos e, para obter a mesma eficiência espectral que a de *Alamouti*, necessitar de uma ordem de modulação superior [30]. A figura seguinte apresenta o desempenho da codificação de *Alamouti* em comparação com um sistema SISO.

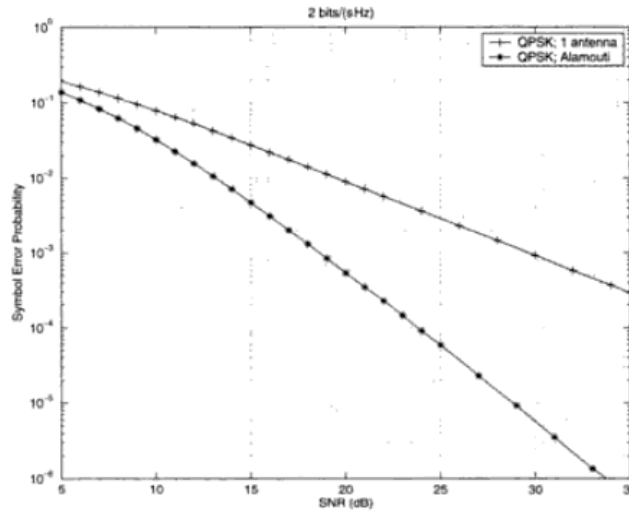


Figura 22: Desempenho da codificação de *Alamouti* [61]

Em comparação com um sistema com apenas uma antena no transmissor, uma transmissão com codificação *Alamouti* tem muito melhor desempenho. O gráfico apresenta a taxa de erros de símbolo em função da SNR. Verifica-se por exemplo, que para uma probabilidade de erro de 10^{-3} , a codificação de *Alamouti* tem um ganho de cerca de 11dB [61] e que a ordem de diversidade da codificação de *Alamouti* com duas antenas emissoras e uma receptora é de dois.

4.6 – Codificação no espaço-frequência

Esta codificação segue as mesmas premissas da codificação de *Alamouti* no espaço-tempo, sendo diferente o domínio onde a codificação é feita, a nível da frequência. Assim não serão codificados símbolos de dados mas sim diferentes subportadoras. O sinal a ser enviado é modulado segundo OFDM e inseridos os tempos de guarda. O *Space-Frequency Block Coding* (SFBC) faz a codificação de uma sequência s da seguinte forma:

- Para a subportadora n são enviados, pelas antenas A_1 e A_2 os sinais s_n e $-s_{n+1}^*$.
- Para a subportadora $n+1$, é enviada igualmente pelas antenas A_1 e A_2 a informação de s_{n+1} e s_n^* .

A tabela seguinte descreve com mais clareza esta codificação.

	Antena A_1	Antena A_2
Subportadora n	s_n	$-s_{n+1}^*$
Subportadora $n+1$	s_{n+1}	s_n^*

Tabela 6: Codificação no espaço-frequência [30]

O sinal recebido, após a desmodulação OFDM e remoção dos tempos de guarda, para as subportadoras n e $n+1$, será dado por [30]:

$$\begin{aligned} y_n &= s_n h_{1,n} - s_{n+1}^* h_{2,n} + n_n \\ y_{n+1} &= s_{n+1} h_{1,n+1} + s_n^* h_{2,n+1} + n_{n+1} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Considerando que a largura de banda das subportadoras adjacentes é inferior à largura de banda do canal, considera-se que este não é selectivo na frequência. Deste modo pode-se considerar que os subcanais das subportadoras adjacentes são iguais de modo a que:

$$\begin{aligned} h_{1,n} &= h_{1,n+1} = h_1 \\ h_{2,n} &= h_{2,n+1} = h_2 \end{aligned}$$

Os resultados obtidos para a estimativa de símbolo com a utilização de MRC serão iguais às da codificação STBC, apresentadas nas equações 4.14 e 4.15.

Capítulo 5

Diversidade cooperativa

5 - Diversidade cooperativa

Os conceitos de diversidade têm sido amplamente desenvolvidos nos últimos anos, sendo os estudos de técnicas cooperativas, uma das áreas com maiores desenvolvimentos. As técnicas de diversidade cooperativa constituem uma solução promissora para o aumento da capacidade e extensão da cobertura dos sistemas de comunicação. São vantajosas especialmente em cenários em que a ligação directa entre emissor e receptor não é fiável, mas a qualidade dos canais cooperativos é boa. Esta pode ser alcançada através da cooperação entre os vários utilizadores que partilham as suas antenas, criando agregados virtuais de antenas (*Virtual Antenna Arrays – VAA*), conceito introduzido em [62]. Embora os recentes estudos teóricos mostrem que ganhos significativos de desempenho/capacidade podem ser conseguidos com a cooperação entre os utilizadores [63], os terminais e redes actuais estão longe de integrar e explorar de forma eficiente as potencialidades prometidas pela teoria fundamental. Apesar da extensa bibliografia existente relativa a estudos sobre diversidade cooperativa, a maior parte apenas consideram *relays* equipados com uma antena. Em [64] um sistema de transmissão cooperativo com múltiplas antenas, combinado com um algoritmo de pré equalização foi considerado para o aumento da cobertura. No entanto este sistema necessita de conhecimento instantâneo da informação do canal antes da transmissão nos terminais *relay*. Além desta limitação, grande parte dos sistemas até agora estudados não se baseiam em transmissão OFDM e são geralmente avaliados em cenários pouco realistas. Assim, neste capítulo é feita uma extensão de um sistema cooperativo proposto em [44], em que o *relay* é equipado com apenas uma antena, para o caso em que o *relay* é equipado com um agregado de antenas. Além disso, o esquema proposto é projectado para o sistema WiMAX sendo avaliado em cenários realistas próximos dos usados pelo standard.

Este capítulo está organizado da seguinte forma: começa-se por fazer a introdução e apresentação de conceitos globais sobre os sistemas de diversidade cooperativa, mais especificamente sobre sistemas baseados em *relays*, na secção 5.1. Na secção 5.2 apresentam-se os grupos de estudo que se dedicam ao desenvolvimento das técnicas cooperativas, nomeadamente o projecto Europeu CODIV (*Enhanced Wireless Communication Systems Employing Cooperative DIversity*) e IEEE 802.16j. Na secção seguinte são discutidos os diferentes esquemas cooperativos e as suas técnicas de retransmissão de sinal. Na secção 5.4 são apresentadas as implementações das técnicas de diversidade cooperativa desenvolvidas ao longo desta dissertação. Nessa última secção apresentam-se os parâmetros do sistema simulado, derivam-se as estimativas de símbolo para os casos apresentados, são apresentados os resultados e por fim a discussão dos mesmos.

5.1 – Conceitos globais

Um sistema cooperativo elementar é constituído por três terminais. Estes recebem a designação de emissor (E), receptor ou destinatário (D), e o terceiro elemento, responsável pela cooperação entre os dois primeiros, de *relay* (R). Entre os vários terminais podem ser definidos três tipos de canais: emissor-receptor (E-D); emissor-*relay* (E-R) e *relay*-receptor (R-D).

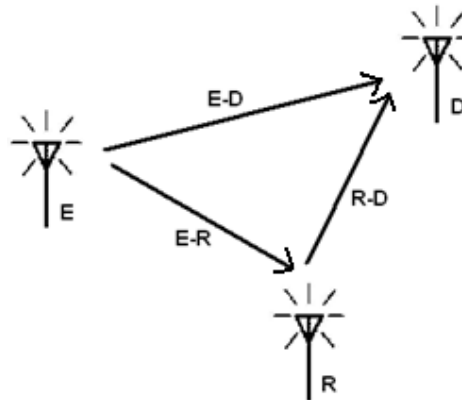


Figura 23: Elementos de um sistema cooperativo

Nos capítulos seguintes estas designações vão ser alteradas consoante o tipo de comunicação, *uplink* ou *downlink*, substituindo as designações por terminal móvel (UT), estação base (BS) e *relay* (RN). É importante referir que a diversidade é alcançada pela recepção de duas versões do sinal no destinatário do sistema, uma através do caminho directo (E-D) e a outra através do caminho cooperativo (E-R e R-D).

Uma característica essencial de um sistema cooperativo é o método de funcionamento do *relay*. Se este tiver a capacidade de fazer simultaneamente a transmissão e recepção de sinais, diz-se em funcionamento *full-duplex*. Se não tiver essa capacidade, a designação é de *half-duplex*.

- Modo *Full-Duplex*

Um elemento diz-se em funcionamento *full-duplex* se conseguir conjugar, ao mesmo tempo, as operações de recepção e transmissão de sinais usando a mesma banda de frequência. Para que isto seja possível, este tem que ser cuidadosamente projectado para que haja um bom isolamento entre os módulos transmissor e receptor da antena. Para suprir o aparecimento de interferência entre os sinais a enviar e a receber, terá que se garantir a ortogonalidade entre os mesmos. Esta poderá ser feita no domínio do tempo ou da frequência. Teoricamente, os sistemas que têm conhecimento do sinal a enviar têm mecanismos de cancelamento dessa interferência, mas é demonstrado que, na prática, estes mecanismos falham devido essencialmente ao conhecimento impreciso das características dos dispositivos ou a processamentos com algoritmos de precisão finita [65]. Devido a estas limitações quanto à eliminação eficiente de interferências, as antenas em funcionamento *full-duplex* não são usualmente utilizadas.

- Modo *Half-Duplex*

O funcionamento em modo *half-duplex* é bastante mais simples de implementar e requer uma configuração física muito menos dispendiosa. A recepção e transmissão são feitas em momentos diferentes. Estes momentos serão definidos consoantes a implementação do sistema:

- *Time Division Duplex* (TDD) – Neste caso as retransmissões são feitas em instantes de tempo diferentes. Num primeiro instante é recebido o sinal, no segundo é transmitido. Durante este processo, é feita igualmente a transmissão do sinal através do caminho directo.

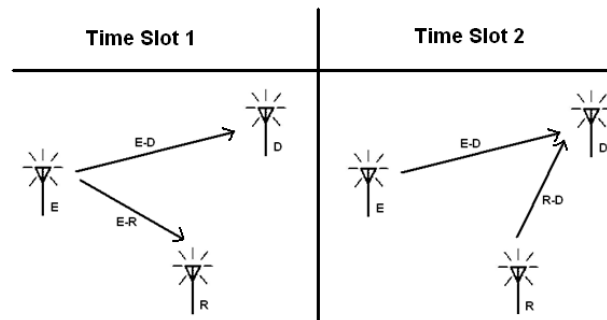


Figura 24: Sistema cooperativo em TDD *Half-Duplex*

No segundo instante pode existir ou não a transmissão através do caminho directo, consoante o sistema cooperativo. Visto esse sinal já terá sido enviado no primeiro instante temporal, a sua recepção junto com o sinal enviado do *relay* teria que contemplar algum algoritmo de separação dos sinais na antena receptora, o que aumentaria a sua complexidade. A divisão da transmissão em dois instantes temporais vai obviamente reduzir a capacidade do sistema. Assim, esta técnica não se recomenda para sistemas que necessitem de altas velocidades de transmissão.

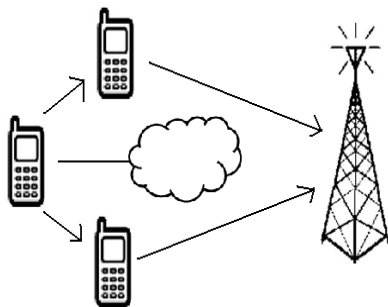
- *Frequency Division Duplex* (FDD) – Neste modo a recepção e transmissão pode ser feita durante o mesmo instante temporal, porém requer duas bandas de frequência diferentes

para o fazer. Em aplicações em que o aproveitamento espectral seja um factor importante, este modo de funcionamento não se torna vantajoso.

- *Code Division Duplex* (CDD) – Este esquema apresenta-se como o mais versátil visto contemplar transmissões em modo *half* ou *full-duplex*. O seu funcionamento baseia-se na atribuição de dois códigos, para os processos de recepção e envio. Se o fluxo do sinal recebido do terminal emissor for contínuo, a recepção e transmissão do sinal poderá ser feita em modo *full-duplex* [64]. Torna-se bastante complexo caracterizar os sistemas que usam CDD, visto contemplarem usualmente mais que um *relay*, o que implica vários códigos para os diferentes caminhos estabelecidos entre emissor/receptor e *relay*. Não sendo este o objectivo deste estudo, estas considerações não serão abordadas com mais pormenor.

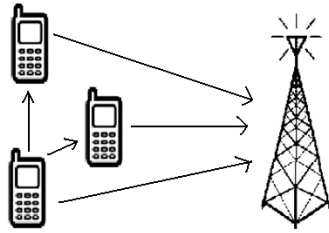
Além da utilização exclusiva de um terminal para o reencaminhamento do sinal, as técnicas de diversidade cooperativa são bastante utilizadas em redes que contemplem vários elementos além do emissor e receptor. Estas são caracterizadas por múltiplas transmissões entre terminais (*multihop*), e se não tiverem uma infra-estrutura de controlo central podem ser consideradas redes *ad-hoc*. Estas são redes simples, com baixo custo de implementação e de simples reconfiguração. Podem tornar-se úteis em aplicações de acesso local (WiFi) ou redes locais, baseadas em *Bluetooth* ou *ZigBee* [52]. Neste caso, as redes a estudar não serão do tipo *ad-hoc*, sendo compostas por uma estação base e terminais móveis, característico das redes celulares.

As técnicas de diversidade cooperativa têm como principal objectivo o aumento do desempenho global do sistema. Através da cooperação entre diferentes utilizadores, que podem ser equipados por antenas simples ou múltiplas antenas, os elementos cooperativos vão constituir sistemas MIMO. Estes sistemas diferem dos sistemas MIMO genéricos na medida que as antenas não estão todas no mesmo terminal, mas sim distribuídas, diminuindo desta forma a correlação entre elas. Os sistemas que englobam a utilização de *relays* para retransmissões e cooperação entre antenas recebem a designação de virtuais. Este tipo de sistemas será denominado genericamente por *virtual* MIMO (vMIMO). As vantagens que os esquemas de diversidade cooperativa inferem num sistema de comunicações móveis são:



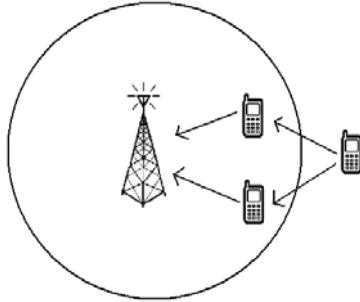
- Mitigação dos efeitos de desvanecimento

A utilização de caminhos cooperativos permite tornar o sistema menos sensível aos fenómenos de interferência e propagação multipercorso referidos na secção 2.2.



- Reconfiguração

Os UT que constituem a rede celular funcionam como um sistema de antenas múltiplas. Funcionando como *relays* ou não, estes têm mobilidade e podem ser reconfigurados com bastante facilidade para adaptar-se às necessidades do sistema.



- Cobertura

A utilização de *relays* pode possibilitar a comunicação de UT que não estejam directamente abrangidos pela área de cobertura da EB. Indirectamente a área de cobertura da célula é aumentada.

5.2 – Iniciativas globais para o estudo dos sistemas cooperativo

A família 802.16 do IEEE foi constituída em 1999 para desenvolver uma norma de acesso para redes metropolitanas sem fios. Apesar da sua designação oficial ser a de *WirelessMan*, é também denominado por *WiMAX* pela indústria e pela sua colaboração com o *WiMAX Forum* [66]. Dentro desta, o *Relay Task Group* assumiu, desde Março de 2006 o trabalho que desde Julho de 2005 havia sido desenvolvido, formando o standard IEEE 802.16j [67].

• IEEE 802.16j

Este grupo tem como objectivo o melhoramento dos parâmetros de capacidade, cobertura e transmissão para o sistema *WiMAX* dando uso a técnicas de retransmissão através de *relays*. Estas técnicas crêem-se constituir o futuro dos sistemas *WiMAX* como os próprios referem em [68]. Estes *relays* podem ser fixos, móveis ou nómadas. Podem funcionar como *Mobile Multihop Terminals* (MMT) sendo em alguns casos vistos como uma EB intermédia para um UT emissor, num primeiro momento da transmissão cooperativa, e como um UT para uma estação base no envio final dos sinais. A grande vantagem deste standard é manter a compatibilidade com o IEEE 802.16e vulgarmente designado por *Mobile WiMAX* [33]. Assim pode-se dizer que o standard IEEE 802.16j conjuga os conceitos de diversidade cooperativa e o uso de *relays*, com os da tecnologia *Mobile WiMAX*.

- **CODIV**

Um outro grupo envolvido no estudo destas técnicas é o *Enhanced Wireless Communication Systems Employing Cooperative Diversity*. Este projecto Europeu tem como principal objectivo investigar e desenvolver tecnologias que permitam melhorar o desempenho de sistemas de comunicação sem fios, utilizando para isso técnicas de diversidade cooperativa. Os seus objectivos principais são [69]:

- Definir e testar acessos e conceitos de transmissão integrando diversidade cooperativa com outras técnicas de diversidade;

- Avaliar as implicações do uso de diversidade nos modelos actuais de redes sem fios;

- Desenvolver um sistema que prove as tecnologias investigadas;

Estes desenvolvimentos vão permitir alcançar sistemas com maiores taxas de transferência, melhor eficiência espectral, menores consumos de energia, maior capacidade e maior cobertura. À semelhança do IEEE 802.16j, o CODIV utiliza sistemas OFDM na sua camada física, mas diferem no facto de os *relays* utilizados nas técnicas de retransmissão poderem ser móveis. Assim na visão do CODIV os terminais que não estão activos podem ser usados como *relay* e não há a indicação específica que os terminais móveis que funcionam como *relays* tenham exclusivamente essa função [33].

5.3 - Esquemas cooperativos

O protocolo usado no *relay* determina o modo como a retransmissão dos sinais é feita. Após a recepção e eventual recombinação do sinal no *relay*, são efectuados processamentos de maneira a otimizar o envio do sinal para o receptor. Estes protocolos dividem-se consoante a retransmissão dos sinais é feita de maneira fixa, seleccionada ou incrementada [70].

- Retransmissão fixa: os *relays* têm a liberdade para amplificar ou decodificar/codificar o sinal antes da retransmissão.

- Retransmissão seleccionada: utiliza as mesmas técnicas que a fixa porém a retransmissão é controlada por parâmetros de qualidade como a medição de valores de SNR.

- Retransmissão incrementada: utiliza a capacidade de envio de sinais de feedback do canal directo, com informação sobre o sucesso da transmissão, para controlar a necessidade de eventuais retransmissões. Este protocolo infere um grande ganho espectral ao sistema.

Alguns desses esquemas de diversidade são apresentados de seguida, sendo descrito o seu modo de funcionamento, deixando a formulação para a secção seguinte, visto esta estar intimamente dependente do tipo de sistemas e de sinais a serem utilizados.

5.2.1 - Amplify and Forward (AF)

Como o nome indica, neste esquema é feita uma amplificação do sinal a transmitir. Este é considerado um dos tratamentos mais simples, visto tratar-se apenas de uma operação linear de multiplicação do sinal. Considere-se um sistema cooperativo composto por um UT e uma BS, com

um *relay* de antena simples, a efectuar uma transmissão *Uplink*. Os canais estabelecidos entre UT-RN, UT-BS e RN-BS estão numerados respectivamente por 1, 2 e 3 para simplificar a sua notação.

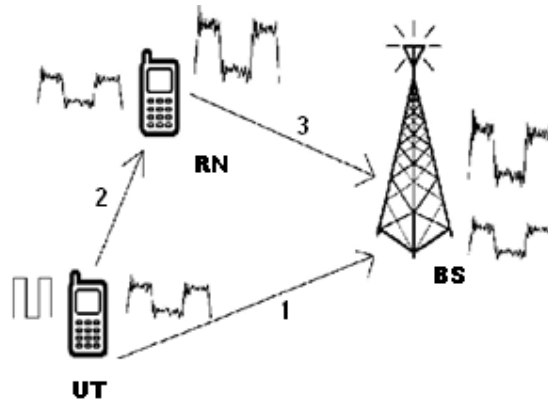


Figura 25: Esquema de diversidade cooperativa *Amplify and Forward*

O sinal $X(n)$ é transmitido tanto para a BS pelo caminho directo (1), como para o RN pelo caminho cooperativo (2). O sinal recebido no *relay* será dado por $X_R(n) = X(n) + n_2(n)$. Amplificando o sinal recebido por um factor β_{AF} , vamos obter $Y(n) = \beta_{AF}X_R(n) + \beta_{AF}n_2(n)$. Sendo β_{AF} majorado por [65]:

$$\beta_{AF} \leq \sqrt{\frac{P_s}{|A_{r,s}|^2 P_R + N_0}} \quad (5.1)$$

Sendo P_s e P_R as potências máximas no emissor e receptor respectivamente, $A_{r,s}$ o coeficiente do canal entre o emissor e o RN e N_0 a variância do ruído adicionado no *relay*. Este sinal é posteriormente enviado para a BS e combinado com o sinal recebido através do caminho 1. Este terá as componentes de ruído do canal 3, assim como as do canal 2 amplificadas pelo factor β_{AF} .

5.2.2 - Decode and Forward (DF)

No esquema *decode and forward* os *relays* aplicam um algoritmo de detecção e codificação ao sinal recebido. Esta operação não é linear como a de amplificação, logo mais complexa. Após essa descodificação do sinal, o reenvio é feito para a BS.

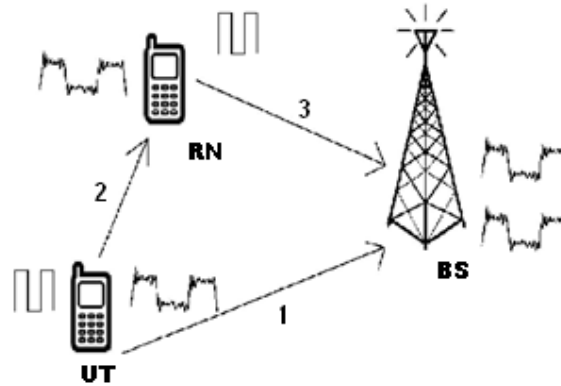


Figura 26: Esquema de diversidade cooperativa *Decode and Forward*

Considerando o mesmo cenário que o esquema anterior, as operações feitas ao sinal, a nível do *relay* serão a detecção do sinal recebido $X_R(n) = X(n) + n_2(n)$ e a estimativa \hat{X}_R . É feita uma estimativa *hard* ou seja, caso o *relay* não seja capaz de decodificar a informação, devido ao ruído do canal 2, a informação que será enviada para a BS não será exactamente a correcta, sendo vista na BS como ruído. Além deste erro introduzido pela decisão *hard* do *relay*, na recombinação dos sinais na BS, há também que ter em conta os ruídos dos canais 3 e 1. A vantagem deste método em relação ao AF é que, se o processo de decodificação for bem sucedido, o sinal a enviar não terá as componentes de ruído do canal de transmissão 2. A esta vantagem junta-se o facto de o receptor na BS não necessitar de ser tão complexo, como no AF [65].

Um exemplo de um protocolo de retransmissão selectiva é o *Selective Decode and Forward* (SDF). Surge como um melhoramento do esquema DF, e caracteriza-se por fazer uma detecção selectiva do sinal no *relay*. Isto infere que só serão retransmitidos para a BS os dados que forem correctamente detectados [44]. Este facto melhorará a qualidade do sinal visto na BS, e directamente o desempenho global do sistema.

5.2.3 - *Equalize and Forward* (EF)

No esquema EF, o *relay* efectua uma equalização do sinal recebido antes de o retransmitir. Esta equalização traduz-se numa decisão *soft* dos bits recebidos, diferindo do esquema DF neste aspecto. Assim a representação do seu esquema cooperativo é igual à da figura 26. São exemplos de métodos de equalização que o *relay* pode efectuar, o *Minimum Mean Square Error Equalization* (MMSE) ou *Maximum Normalized Cumulant* (MNC) apresentados em [71] e [72]. Dependendo do protocolo de equalização a ser implementado, o terminal necessitará da informação dos canais emissor e receptor [73]. A equalização do sinal recebido no *relay* tem como objectivo mitigar os efeitos do ruído na transmissão através do canal 2, diminuindo as interferências entre símbolos. A introdução de uma decisão *soft* no *relay*, visa diminuir a quantidade de erros transmitidos pelo *relay* no caminho cooperativo.

Nas próximas secções demonstram-se as diferenças dos protocolos aqui descritos, assim como uma pormenorização dos processos de detecção, equalização e amplificação referidos.

5.4 – Implementação de sistemas com diversidade cooperativa

Nesta secção é apresentado com detalhe o esquema de diversidade cooperativa implementado nesta dissertação. Como já referido este esquema é uma extensão do proposto em [44], em que o *relay* é equipado com uma agregado de antenas. Neste esquema a estação base e está equipado com duas antenas e o terminal móvel com apenas uma. Quanto ao *relay* terá uma ou duas antenas, especificando esses casos mais à frente. São considerados dois protocolos no *relay*: *Equalize and Forward* e *Decode and Forward*. Este esquema é projectado para um sistema baseado no WiMAX e o seu desempenho é avaliado em vários cenários. Os principais resultados apresentados nesta secção foram submetidos e aceites em duas conferências internacionais [74][75].

5.4.1 – Descrição do sistema

Como apresentado na figura 27, o sistema implementado é constituído por um terminal móvel (UT) de antena simples, um *relay* (RN) equipado numa primeira fase com uma antena e posteriormente com um agregado de duas antenas, e uma estação base equipada com um agregado de duas antenas. Para a sua representação utilizou-se a notação $M_T \times M_{RN} \times M_R$, correspondente ao número de antenas do emissor, *relay* e receptor, respectivamente. Este sistema consiste numa comunicação *Uplink* baseada na tecnologia OFDM, assim, o UT será o elemento emissor e a BS o receptor. A figura 27 representa o esquema cooperativo a estudar.

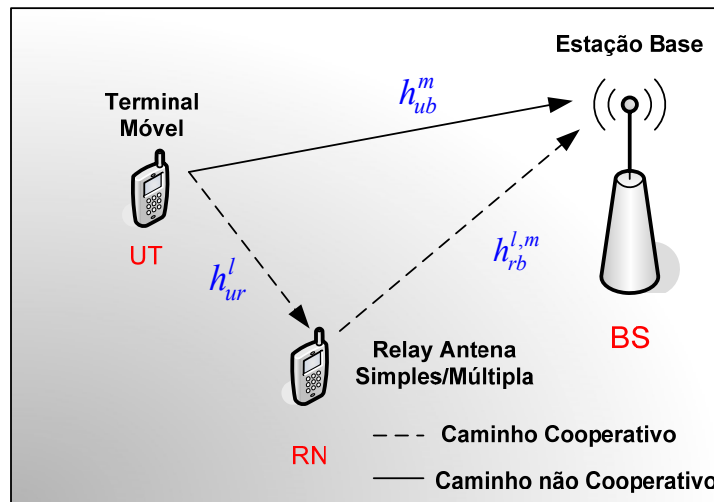


Figura 27: Sistema cooperativo com *relay* de antenas simples/múltipla

Identificam-se três ligações entre os terminais do sistema: a directa entre UT e BS, representado pelos canais h_{ub}^m com $m=1,2$, entre UT e RN formando os canais h_{ur}^l com $l=1,2$, por fim entre RN e BS denominado $h_{rb}^{l,m}$ com $l=1,2$ e $m=1,2$.

Apesar do terminal móvel estar equipado apenas com uma antena, o sinal é transmitido também pelo *relay*, recebendo assim a designação de vMIMO.

Considera-se que o *relay* funciona em modo *half-duplex*, assim a comunicação deste sistema necessitará de dois ciclos. Num primeiro tempo, denominado por T_s , o terminal móvel transmite a sua informação tanto para o *relay* como para a estação base. Durante esta fase, o *relay* apenas recebe o sinal. Durante o segundo período de tempo, $n + T_s$, o RN passa a transmitir a informação para a BS, enquanto o UT permanece em estado inactivo. A transmissão dos dados na segunda fase através do *relay* será feita segundo uma codificação de blocos no espaço-frequência. O mapeamento dos sinais a transmitir, com duas antenas, é dado pela tabela 7.

	Antena A_1	Antena A_2
Subportadora p	$s_p / \sqrt{2}$	$-s_{p+1}^* / \sqrt{2}$
Subportadora $p+1$	$s_{p+1} / \sqrt{2}$	$s_p^* / \sqrt{2}$

Tabela 7: Mapeamento SFBC com duas antenas transmissoras

Esta difere dos valores da tabela 6, na inclusão do factor $1/\sqrt{2}$, que pretende limitar a energia do sinal transmitido à unidade. A variável s_p representa a estimativa do sinal no *relay*.

5.4.2 – Sistema de comunicação SIMO não cooperativo

É incluído neste estudo, um sistema com múltiplas antenas, não cooperativo, que servirá de referência para a comparação dos valores de BER (*Bit Error Rate*) com os sistemas cooperativos. Num sistema SIMO genérico, o sinal recebido na BS, pela antena m é dado por:

$$y_{BS}^m = d h_{ub}^m + n_{BS}^m \quad (5.2)$$

Onde d são os símbolos de dados enviado pelo UT, com potência unitária, e n_{BS}^m são as amostras adicionais de ruído AWGN, de média zero e variância σ^2 . Nos sistemas SIMO clássicos, os sinais recebidos em cada antena são combinados pelo método MRC. Considerando $\sum_{m=1}^M |h_{ub}^m|^2$ igual a Γ^{UB} a decisão *soft* dos sinais recebidos pela BS pode ser expressa por :

$$\hat{d} = \underbrace{d \Gamma^{UB}}_{\text{Sinal desejado}} + \underbrace{\sum_{m=1}^{M_R} h_{ub}^{m*} n_{BS}^m}_{\text{Ruído na BS}} \quad (5.3)$$

Apresentam-se agora os dois esquemas cooperativos a estudar, com a formulação relativa ao processamento do sinal ao longo da transmissão. O *relay* será equipado tanto como uma antena simples como um agregado de duas antenas. Apresenta-se a formulação específica para cada um desses casos.

5.4.3 – Sistemas cooperativos

Os esquemas cooperativos a utilizar neste estudo são o *Equalize and Forward* e *Decode and Forward*. Para simplificar a formulação, a designação do tipo de *relay* a utilizar, será utilizado a designação RA do termo em Inglês *relay assisted*. Igualmente serão utilizadas as notações $1 \times l \times m$ RA EF e $1 \times l \times m$ RA DF, sendo l o número de antenas no *relay* e m o número de antenas na BS.

5.2.3.1 - Equalize and Forward

O sinal recebido na BS, no instante $n + T_s$, pela antena m e subportadora p é dado por:

$$y_{BS}^{m,p}(n + T_s) = d_p h_{ub}^{m,p} + n_{BS}^{m,p}(n + T_s) \quad (5.4)$$

Onde d_p são os símbolos de dados da subportadora p com potência unitária, $h_{ub}^{m,p}$ representa o canal de desvanecimento *Rayleigh* não cooperativo da subportadora p na antena m e $n_{BS}^{m,p}$ são as amostras adicionais de ruído AWGN com variância σ^2 .

O sinal recebido no *relay*, no instante $n + T_s$, antena l e subportadora p é:

$$y_{RN}^{l,p}(n + T_s) = d_p h_{ur}^{l,p} + n_{RN}^{l,p}(n + T_s) \quad (5.5)$$

Os sinais recebidos no *relay*, no instante $n + T_s$ são combinado usando MRC e o sinal resultante, s_p , é dado por:

$$s_p(n + T_s) = \underbrace{\alpha_p d_p \Gamma_{ur}^p}_{\text{Sinal desejado}} + \underbrace{\alpha_p \sum_{l=1}^{M_{RN}} h_{ur}^{l,p*} n_{RN}^{l,p}(n + T_s)}_{\text{Ruído no relay}} \quad (5.6)$$

Onde $n_{RN}^{l,p}$ são as amostras de ruído AWGN adicionado no *relay*, $\Gamma_{ur}^p = \sum_{l=1}^{M_{RN}} |h_{ur}^{l,p}|^2$ e α_p é a constante de normalização da potência transmitida pelo *relay* à unidade dada por:

$$\alpha_p = \frac{1}{\sqrt{\Gamma_{ur}^{p^2} + \sigma^2 \Gamma_{ur}^p}} \quad (5.7)$$

As seguintes transformações sofridas pelo sinal são dependentes do número de antenas M_{RN} que o *relay* é equipado. Apresentam-se os casos em que este tem uma antena ou duas antenas.

- **Relay com uma antena**

O sinal recebido na BS, pela antena m , no instante $n + 2T_s$, pelo caminho cooperativo é expresso por:

$$y_{BS}^{m,p}(n + 2T_s) = h_{rb}^{l,m,p} s_p + n_{BS}^{m,p} \quad (5.8)$$

Onde $h_{rb}^{l,m,p}$ representa o canal complexo de desvanecimento de *Rayleigh* entre o *relay* e a antena m da BS, para a subportadora p . $n_{BS}^{m,p}$ é o ruído AWGN adicionado em $n + 2T_s$ na subportadora p e antena m . A potência total de ruído do sinal anterior, em relação a σ^2 , vai ser expressa por:

$$\sigma_{y_p}^2 = \sigma^2 \underbrace{(\beta_1 + \alpha_p^2 \Gamma_{ub}^p \Gamma_{rb}^{m,p} \beta_2)}_{\beta_{m,p}} \quad (5.9)$$

Onde $\Gamma_{rb}^{m,p} = \sum_{l=1}^{M_{RN}} |h_{rb}^{l,m,p}|^2$ e $M_{RN} = 1$. O coeficiente β_1 é usado para expressar a variância do ruído adicionado na BS, no instante $n + 2T_s$, para os sinais cooperativos, sendo $\sigma_1^2 = \beta_1 \sigma^2$. Da mesma maneira, β_2 é relativo ao ruído adicionado no *relay* σ_2^2 , com $\sigma^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2 \beta_2$.

Na BS, a utilização do MRC combina os sinais recebidos das duas ligações. Para a directa os coeficientes são o complexo conjugado da resposta em frequência do canal UT-BS, a dividir pela variância do ruído: $(h_{ub}^{m,p})^* / \sigma^2$. Para o caminho cooperativo os sinais, após a equalização $g^{l,m,p*}$, para cada antena m , são dados por:

$$\hat{s}_{m,p}(n + 2T_s) = \frac{\alpha_p \Gamma_{ur}^p}{\underbrace{\sigma^2 \beta_{m,p}}_{g^{l,m,p*}}} h_{rb}^{l,m,p*} y_{BS}^p \quad (5.10)$$

Sendo neste caso $m = 1, 2$ e $p = 1 \dots N_c - 1$. Após a combinação MRC, os sinais recebidos nos instantes $n + T_s$ e $n + 2T_s$ são somados, e a sua estimativa de símbolo é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{d}_p = & \frac{d_p}{\sigma^2} \underbrace{\left(\Gamma_{ub}^p + \alpha_p^2 \Gamma_{ur}^p \sum_{m=1}^{M_R} \frac{\Gamma_{rb}^{m,p}}{\beta_{m,p}} \right)}_{\text{Sinal desejado}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \alpha_p^2 \sum_{m=1}^{M_R} \frac{\Gamma_{rb}^{m,p}}{\beta_{m,p}} h_{ur}^{p*} n_{RN}^p(n + T_s)}_{\text{Ruído RN}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^{M_R} \left(h_{ub}^{m,p*} n_{BS}^{m,p}(n + T_s) + \frac{\alpha_p \Gamma_{ur}^p}{\beta_{m,p}} n_{BS}^{m,p}(n + 2T_s) \right)}_{\text{Ruído BS}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

- **Relay equipado com duas antenas**

Neste caso, antes de transmitir os sinais, o RN codifica a informação através do algoritmo SFBC, segundo os coeficientes apresentados na tabela 7. Finalizando o segundo ciclo da transmissão, em $n + 2T_s$, o sinal que é recebido em cada uma das m antenas da BS e subportadoras p e $p + 1$ pode ser expresso por:

$$\begin{cases} y_{BS}^{m,p}(n + 2T_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(h_{rb}^{1,m,p} s_p - h_{rb}^{2,m,p} s_{p+1}^* \right) + n_{BS}^{m,p} \\ y_{BS}^{m,p+1}(n + 2T_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(h_{rb}^{2,m,p+1} s_p + h_{rb}^{1,m,p+1} s_{p+1}^* \right) + n_{BS}^{m,p+1} \end{cases} \quad (5.12)$$

Onde $h_{rb}^{l,m,p}$ representa o canal complexo de desvanecimento de *Rayleigh* entre a antena l do relay e a antena m da BS, da subportadora p . $n_{BS}^{m,p}$ é o ruído AWGN adicionado em $n + 2T_s$ na subportadora p e antena m .

Os sistemas OFDM geralmente são projectados de forma a que a separação das subportadoras seja significativamente menor do que a banda de coerência do canal. Assim o desvanecimento em duas subportadoras adjacentes pode-se considerar constante, ou seja,

podemos considerar que $h_{rb}^{l,m,p}$ e $h_{rb}^{l,m,p+1}$ são iguais. Com esta igualdade, as componentes do ruído da equação anterior, serão relacionadas com a variância σ^2 , no instante $n + T_s$, por:

$$\sigma_{y_p}^2 = \sigma^2 \underbrace{(\beta_1 + \alpha_p^2 \Gamma_{ub}^p \Gamma_{rb}^{m,p} \beta_2 / 2)}_{\beta_{m,p}} \quad (5.13)$$

Onde $\Gamma_{rb}^{m,p} = |h_{rb}^{1,m,p}|^2 + |h_{rb}^{2,m,p}|^2$. O coeficiente β_1 refere-se à variância do ruído que é adicionado à BS, no instante $n + 2T_s$ para o sinal cooperativo σ_1^2 . Sendo σ^2 adicionado na BS no instante $n + T_s$, para o caminho directo é definido de modo que $\sigma_1^2 = \beta_1 \sigma^2$. Da mesma forma, β_2 é usado para definir σ_2^2 , o ruído que é adicionado no *relay*, sendo $\sigma_2^2 = \sigma^2 \beta_2$.

Na BS, utiliza-se mais uma vez o MRC para combinar os sinais recebidos dos caminhos directo e cooperativo. No primeiro, os coeficientes são o complexo conjugado da resposta em frequência do canal UT-BS, relacionado com a variância do ruído: $(h_{ub}^{m,p})^* / \sigma^2$. No caminho cooperativo os coeficientes de equalização para os sinais de cada antena m e par de subportadoras p e $p + 1$, após a codificação SFBC são dados por:

$$g^{l,m,p} = \frac{\alpha_p \Gamma_{ur}^p}{\sqrt{2} \sigma^2 \beta_{m,p}} h_{rb}^{l,m,p}, m, l = 1, 2 \text{ e } p = 1 \dots N_c - 1 \quad (5.14)$$

Assim, os sinais recebidos em $n + 2T_s$ são:

$$\begin{cases} \hat{s}_{m,p}(n + 2T_s) = g^{1,m,p*} y_{BS}^p + g^{2,m,p} y_{BS}^{p+1} \\ \hat{s}_{m,p+1}(n + 2T_s) = -g^{2,m,p} y_{BS}^{p*} + g^{1,m,p*} y_{BS}^{p+1} \end{cases} \quad (5.15)$$

Após a decodificação SFBC e equalização MRC, o sinal recebido nos instantes $n + T_s$ e $n + 2T_s$ são somados, e o resultado pode ser expresso por:

$$\begin{aligned}
 \hat{d}_p = & \underbrace{\frac{d_p}{\sigma^2} \left(\Gamma_{ub}^p + \frac{1}{2} \alpha_p^2 \Gamma_{ur}^p \sum_{m=1}^{M_R} \frac{\Gamma_{rb}^{m,p}}{\beta_{m,p}} \right)}_{\text{Sinal desejado}} \\
 & + \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \alpha_p^2 \sum_{m=1}^{M_R} \frac{\Gamma_{rb}^{m,p}}{\beta_{m,p}} \sum_{l=1}^{M_{RN}=2} h_{ur}^{l,p*} n_{RN}^{l,p}(n + T_s)}_{\text{Ruído RN}} \\
 & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^{M_R} \left(h_{ub}^{m,p*} n_{BS}^{m,p}(n + T_s) + \frac{\alpha_p \Gamma_{ur}^p}{\sqrt{2\beta_{m,p}}} \tilde{n}_{BS}^{m,p}(n + 2T_s) \right)}_{\text{Ruído BS}}
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

Onde $\tilde{n}_{BS}^{m,p}(n + 2T_s)$ é o valor de ruído que resulta da decodificação SFBC e Γ_{ub}^p é igual a $\sum_{m=1}^{M_R} |h_{ub}^{m,p}|^2$.

5.3.3.2 – Decode and Forward

Em contraste com o EF, neste protocolo o *relay* faz uma decisão *hard* dos sinais recebidos antes de os transmitir. Na primeira fase, o UT transmite durante um tempo T_s . Os sinais recebidos na BS e RN, em $n + T_s$, antena m e subportadora p , para a primeira fase do ciclo são os mesmos que no esquema EF, representado nas equações 5.4 e 5.5, respectivamente.

Na segunda fase, o *relay* desmodula, decodifica e retransmite os sinais recebidos. Nesta fase os sinais são combinados através de MRC, sendo essa decisão expressa pela equação 5.6. Se s_p for decodificado com sucesso, os dados a retransmitir serão os mesmos transmitidos pelo UT. Se o *relay* for de antena simples, este conclui o ciclo enviando o sinal s_p para a BS. Se o *relay* for equipado por duas antenas, será feita a codificação SFBC antes da transmissão.

- **Relay com uma antena**

Tendo apenas uma antena no *relay*, o sinal recebido nas antenas da BS é dado pela equação 5.8. No caso do protocolo DF, não é considerado o ruído no RN, devido á decodificação do sinal, sendo neste caso apenas introduzida a componente do ruído proveniente da BS, constituindo o ruído total de $y_{BS}^{m,p}(n + 2T_s)$ igual a $\sigma^2 \beta_1$.

A estimativa de sinal resultante pode ser dada por:

$$\begin{aligned} \hat{d}_p = & \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \left(d_p \Gamma_{ub}^p + s_p \frac{1}{\beta_1} \sum_{m=1}^{M_R} \Gamma_{rb}^{m,p} \right)}_{\text{Sinal desejado}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^{M_R} \left(h_{ub}^{m,p*} n_{BS}^{m,p} (n + T_s) + \frac{1}{\beta_1} n_{BS}^{m,p} (n + 2T_s) \right)}_{\text{Ruído BS}} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Analisando a equação verifica-se que no caso de uma falha na decodificação correcta do sinal, o *relay* não será benéfico para o sistema. O sinal indevidamente decodificado será visto apenas como interferência no caminho cooperativo, degradando a qualidade final do sistema.

- **Relay equipado com duas antenas**

No caso em que *relay* é equipado com duas antenas, utiliza-se a codificação SFBC para a retransmissão do sinal para a BS. Sendo esta também equipada com duas antenas, o sinal recebido pela antena m da BS, no instante $n + 2T_s$, é expresso por:

$$\begin{cases} y_{BS}^{m,p}(n + 2T_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(h_{rb}^{1,m,p} s_p - h_{rb}^{2,m,p} s_{p+1}^* \right) + n_{BS}^{m,p} \\ y_{BS}^{m,p+1}(n + 2T_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(h_{rb}^{2,m,p} s_p^* + h_{rb}^{1,m,p} s_{p+1} \right) + n_{BS}^{m,p+1} \end{cases} \quad (5.18)$$

O sinal recebido através do caminho cooperativo, na BS é dado por:

$$\begin{cases} \hat{s}_{m,p}(n + 2T_s) = \frac{1}{2\sigma_1^2} \left(h_{rb}^{1,m,p*} y_{BS}^{m,p} + h_{rb}^{2,m,p} y_{BS}^{m,p+1*} \right) \\ \hat{s}_{m,p+1}(n + 2T_s) = \frac{1}{2\sigma_1^2} \left(-h_{rb}^{2,m,p} y_{BS}^{m,p*} + h_{rb}^{1,m,p*} y_{BS}^{m,p+1} \right) \end{cases} \quad (5.19)$$

À semelhança do protocolo EF, a BS combina os sinais dos caminhos directo e cooperativo utilizando MRC. A decisão *soft* resultante dessa combinação, para a subportadora p é dada por:

$$\hat{d}_p = \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \left(d_p \Gamma_{ub}^p + s_p \frac{1}{2\beta_1} \sum_{m=1}^{M_R} \Gamma_{rb}^{m,p} \right)}_{\text{Sinal desejado}} + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^{M_R} \left(h_{ub}^{m,p*} n_{BS}^{m,p} (n + T_s) + \frac{1}{\sqrt{2}\beta_1} \tilde{n}_{BS}^{m,p} (n + 2T_s) \right)}_{\text{Ruído BS}} \quad (5.20)$$

Pela comparação da equação anterior com a correspondente do esquema EF, equação 5.17, observa-se que se o *relay* não for capaz de decodificar os dados correctamente, o sinal do caminho não será útil, deixando de promover a diversidade. Mais do que isso, será responsável pela degradação do sistema, devido à introdução de ruído do caminho cooperativo.

5.4.4 – Cenários propostos

Os principais parâmetros usados nas simulações efectuadas são apresentados na tabela 8.

OFDM	Tamanho FFT		1024
	Nº portadoras disponíveis		400
	Frequência da portadora		2 GHz
	Nº de símbolos por bloco		9
	Duração do símbolo		102.86 μs
	Frequência de amostragem		11.20MHz
	Duração prefixo cíclico		11.43 μs
	Nº de amostras de prefixo cíclico		128
Canal utilizado	ITU pedestrian channel model B 3km/h		
Codificação de canal	Convolutional Turbo Code (CTC) Max Log MAP algorithm com 8 iterações		
Velocidade do UT	10 km/h		
Velocidade do RN	Fixo – 0 Km/h		Móvel – 10 Km/h
Modulação e codificação CTC	Constelação	Taxa de código	Tamanho código CTC (N, K)
	BPSK (Não Cooperativo)	1/2	(3600,1800)
	QPSK (Cooperativo)	1/2	(7200, 3600)

Tabela 8: Principais parâmetros do sistema simulado

Foi utilizado o modelo de canal *ITU Pedestrian B* e os principais parâmetros especificados para o standard WiMAX definidos na tabela 3. Relativamente ao modelo MIMO, foi assumido que a distância entre antenas é suficientemente grande para considerarem-se canais independentes,

ou seja, com processos de desvanecimento independentes. Considerou-se ainda que o *relay* e a BS têm conhecimento perfeito dos canais através dos quais recebem informação.

O trabalho prático desenvolvido baseou-se na simulação de um sistema cooperativo, representado na figura 27. A designação dos esquemas cooperativos será feita por RA EF e RA DF. Para esta simulação foi utilizado a ferramenta *Simulink*[™] do programa *Matlab*[™]. Os resultados são expressos em forma de valores de taxa de erro de bit, BER, em função da energia por bit sobre a densidade espectral do ruído: E_b/N_0 . Uma vez que o objectivo é o estudo dos esquemas cooperativos em cenários com diferentes qualidades de canal entre os vários terminais, foram quantificados níveis para as diferentes ligações:

$$\text{- UT-BS} = E_b/N_0$$

$$\text{- UT-RN} = E_b/N_2$$

$$\text{- RN-BS} = E_b/N_1$$

São apresentados os resultados, também em termos de BER de um sistema não cooperativo (NC) SISO, assim como um NC SIMO com duas e quatro antenas receptoras. Este utiliza também a técnica MRC para a combinação dos sinais recebidos nas diferentes antenas, numa transmissão *Uplink*. Utiliza-se para os sistemas não cooperativos a modulação BPSK, ao contrário da QPSK utilizada no sistema cooperativo. Esta escolha é feita de modo a garantir a mesma eficiência espectral dos dois sistemas e poderem ser directamente comparados em termos de BER. Como o sistema cooperativo necessita de um ciclo de duas fases para a comunicação, torna-se duas vezes menos eficiente que um sistema convencional. Utilizando uma modulação QPSK este torna-se tão eficiente como um sistema BPSK, ficando ambos os sistemas cooperativo e não cooperativo com a mesma eficiência espectral.

A notação utilizada para os sistemas não cooperativos é NC 1XM, com $M=1, 2$ e 4 . Estes valores permitirão avaliar e comparar os valores de BER deste sistema com os sistemas cooperativos.

O sistema proposto é avaliado em dois tipos de cenários: no primeiro considera-se que o RN é fixo e no segundo, que é tem uma velocidade de 10Km/h. No cenário em que o *relay* é não tem mobilidade, torna-se importante posiciona-lo de modo a que estabeleça uma boa ligação com a BS. No segundo cenário, visto o RN ter mobilidade, será utilizado pelos UT que estabeleçam com ele uma boa ligação. Os dois tipos de cenários são apresentados com pormenor em seguida, juntamente com os resultados obtidos.

5.4.5 – Sistema com relay fixo

Para o estudo do caso em que o *relay* é fixo, projectou-se um sistema com dois esquemas cooperativos, os protocolos *Equalize and Forward* e *Equalize and Forward*. Estes são simulados para os cenários expressos na tabela 9, e é feita a sua comparação sistemas SIMO não cooperativos. Para este estudo considera-se que *relay* é fixo e equipado com duas antenas.

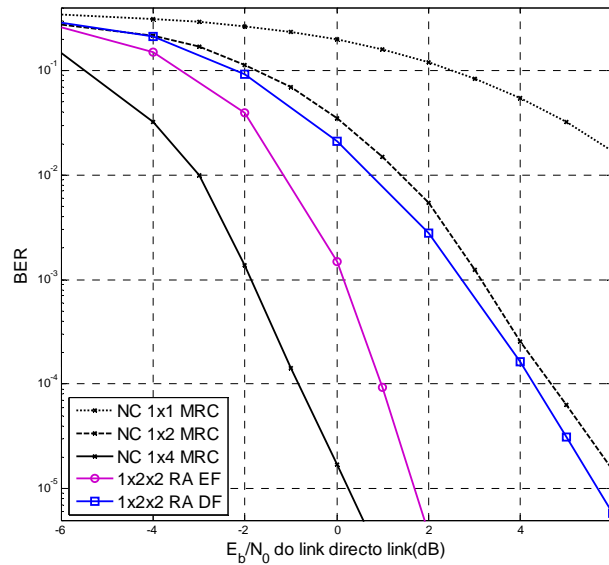
Cenário	UT-BS = E_b/N_0 (dB)	UT-RN = E_b/N_2 (dB)	RN-BS = E_b/N_1 (dB)
1	E_b/N_0	E_b/N_0	E_b/N_0
2	E_b/N_0	E_b/N_0	E_b/N_0+10
3	E_b/N_0	E_b/N_0+5	E_b/N_0+10
4	E_b/N_0	E_b/N_0+10	E_b/N_0+10

Tabela 9: Diferentes cenários de qualidade de canal para sistema com *relay* fixo

No primeiro cenário considera-se que todas as ligações entre os elementos do sistema têm a mesma qualidade, isto é, $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$. Numa comunicação *uplink*, com o *relay* fixo, o posicionamento deste deverá ser feito de maneira a que se garanta uma boa ligação com a BS. Deste modo, os diferentes utilizadores do sistema dotados de mobilidade, vão estabelecer ligações com o RN com diferentes qualidades de canal. Para a simulação foram propostos três cenários (2,3 e 4) em que a ligação RN-BS é de boa qualidade, isto é, $E_b/N_1 = E_b/N_0+10$ dB. Estes cenários diferem na qualidade da ligação UT-RN: E_b/N_0 , E_b/N_0+5 e E_b/N_0+10 respectivamente para os cenários 2, 3 e 4. Os resultados obtidos foram publicados em [75].

5.4.5.1 - Resultados

- Cenário 1:** $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$

Figura 28: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$

Considerando todos as ligações com a mesma qualidade, verifica-se que os esquemas cooperativos RA DF e RA EF têm melhor desempenho que o sistema NC 1x2 MRC. Porém, nenhum dos esquemas cooperativos revela-se melhor que o NC 1x4 MRC. Apesar deste resultado, pode-se dizer que os sistemas cooperativos introduzem melhorias no sistema, visto que a

comparação directa deverá ser feita com o NC 1x2 MRC, devido ao igual número de antenas na BS.

Quanto à comparação entre os esquemas cooperativos, observa-se que o esquema cooperativo RA EF é o que apresenta melhor desempenho. Verifica-se ainda que o desempenho do esquema RA DF é semelhante ao esquema NC 1x2 MRC. Este facto deve-se à má qualidade de canal entre o UT e o RN, o que influencia gravemente o funcionamento deste esquema: se os sinais são recebidos com pouca qualidade, o sucesso da decisão *hard* é comprometido. Descodificando a informação de uma forma incorrecta, no segundo ciclo de transmissão, essa será vista como interferência na BS, não introduzindo qualquer ganho de diversidade no sistema. Neste cenário, o esquema RA EF é preferível, visto que no *relay* é efectuada apenas uma decisão *soft*, não sendo por isso tão afectado como o RA DF. Quantificando o ganho introduzido pelos sistemas RA, verifica-se que para um BER de 1.0^{-4} , o ganho, em relação ao sistema NC 1x2 MRC, dos sistemas RA EF e RA DF é de cerca de 4dB e 0.3dB, respectivamente.

- **Cenário 2:** $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0$

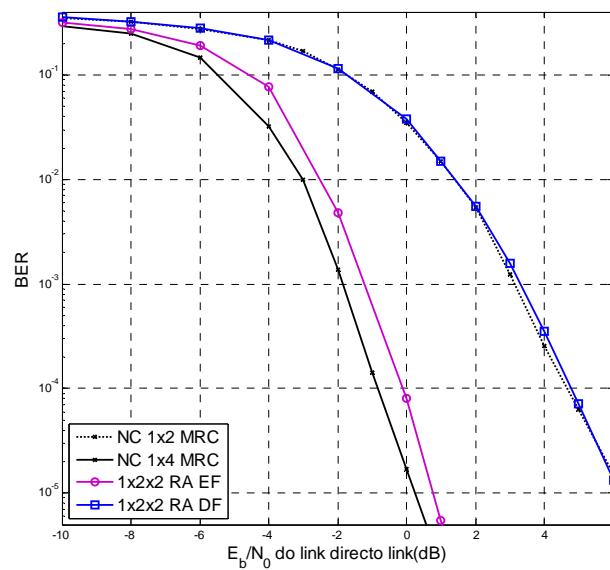


Figura 29: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0$

Este caso reflecte a situação em que a qualidade da ligação da primeira metade do caminho cooperativo é má. Pela comparação com o gráfico anterior, verifica-se um melhoramento da curva de BER para o RA EF, tendo o RA DF piorado. Esta degradação do sistema refere-se, mais uma vez, à deficiente prestação do RA DF quando as condições do canal UT-RN são pobres. Além da descodificação ser mal feita, a interferência gerada agora é amplificada, devido à maior qualidade da ligação RN-BS que infere um maior peso ao caminho cooperativo, na recombinação final. Esta característica comprova a maior sensibilidade do RA DF à pobre qualidade da ligação UT-RN, em comparação ao RA EF. Apesar da melhoria do esquema RA EF, este cenário não o torna vantajoso em relação a um sistema NC 1x4 MRC.

- **Cenário 3:** $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 5$

Quando se melhora a qualidade do canal UT-RN, verifica-se claramente, pela observação da figura 30, uma melhoria dos sistemas cooperativos. Para valores baixos de E_b/N_0 ambos os esquemas superam a qualidade do sistema NC 1x4 MRC, revelando a sua alta dependência da qualidade da ligação UT-RN.

Quanto à comparação entre os dois esquemas, para uma pequena gama de baixos valores de E_b/N_0 , o sistema RA DF revela-se melhor que o RA EF. Com o aumento da E_b/N_0 , o comportamento do RA DF não acompanha a melhoria do RA EF, tornando-se eventualmente, pior que o sistema NC 1x4 MRC. Para um valor de BER igual a 10^{-4} , os ganhos do RA EF e RA DF, em relação ao NC 1x2 MRC, são 7 e 5dB, respectivamente.

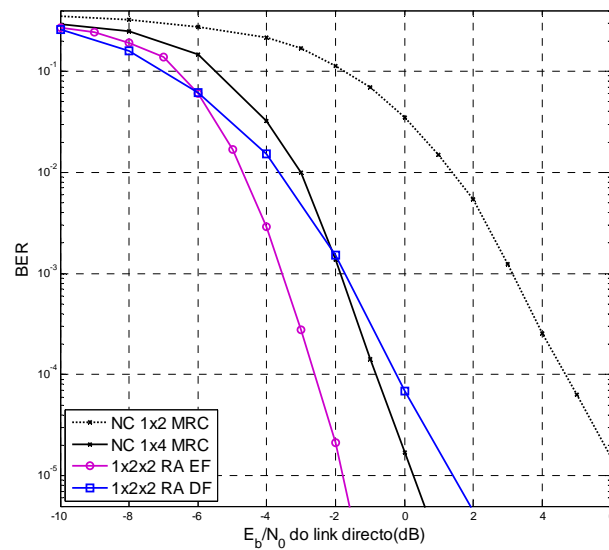


Figura 30: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 5$

- **Cenário 4:** $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

Neste quarto cenário, a qualidade das ligações dos caminhos cooperativos são iguais e 10dB superiores ao caminho directo. Verifica-se claramente uma melhoria dos sistemas cooperativos, sendo o RA EF apenas melhor para valores altos de E_b/N_0 . Esta limitação deve-se à sensibilidade do esquema em relação à introdução do ruído no *relay*, sendo assim pior que o RA DF para valores baixos de E_b/N_0 . Esta característica é também observada no desempenho do esquema no cenário anterior.

Pela análise da figura 31 verifica-se que, para um BER de 10^{-4} , ambos os sistemas cooperativos têm um ganho de cerca de 10dB em relação ao não cooperativo 1x2 MRC.

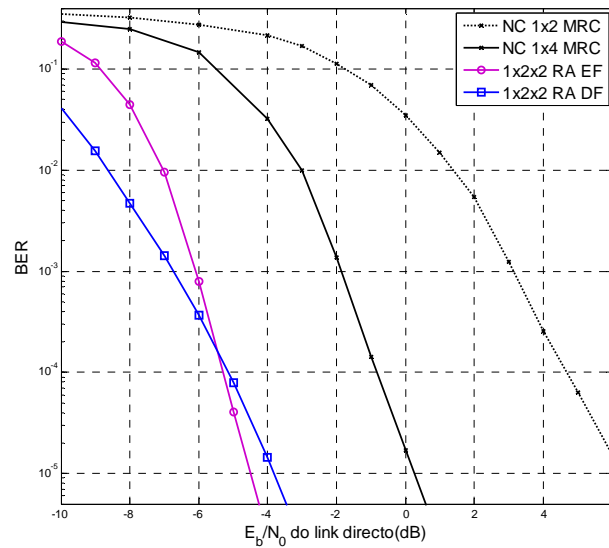


Figura 31: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

5.4.6 – Sistema com relay móvel

Nesta secção apresenta-se o estudo comparativo entre o uso de um sistema cooperativo com *relay* de antena simples (1x1x2), e um equipado com um agregado de duas antenas (1x2x2). Considera-se que o RN é móvel, com velocidade de 10Km/h, introduzindo-se as considerações do efeito de *Doppler*. São utilizados os esquemas cooperativos já estudados na secção anterior, RA EF e RA DF e mais uma vez é feita a sua comparação com sistemas não cooperativos.

No primeiro cenário, à semelhança do estudo 5.4.4, as qualidades de todas as ligações são iguais a E_b/N_0 . Neste tipo de sistemas, devido à sua mobilidade, o *relay* vai ser apenas usado por utilizadores que estabeleçam com este uma boa ligação. Assim foi definido o caso em que a ligação UT-RN é boa, ou seja, $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$. Devido à sua mobilidade, a ligação RN-BS poderá ser de diferentes qualidades. Foram propostos então, três cenários em que a ligação UT-RN é boa, e é variada a qualidade de RN-BS.

Cenário	UT-BS = E_b/N_0 (dB)	UT-RN = E_b/N_2 (dB)	RN-BS = E_b/N_1 (dB)
1	E_b/N_0	E_b/N_0	E_b/N_0
2	E_b/N_0	$E_b/N_0 + 10$	E_b/N_0
3	E_b/N_0	$E_b/N_0 + 10$	$E_b/N_0 + 5$
4	E_b/N_0	$E_b/N_0 + 10$	$E_b/N_0 + 10$

Tabela 10: Diferentes cenários de qualidade de canal para sistema com *relay* móvel

Nos cenários 4, 5 e 6, a qualidade da ligação UT-RN é 10dB melhor do que a do caminho directo. A ligação RN-BS é variada tomando os valores E_b/N_0 , $E_b/N_0 + 5$ e $E_b/N_0 + 10$, nos cenários 3, 4 e 5 respectivamente. Os resultados obtidos neste estudo foram publicados em [74].

5.4.6.1 – Resultados

- **Cenário 1:** $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$

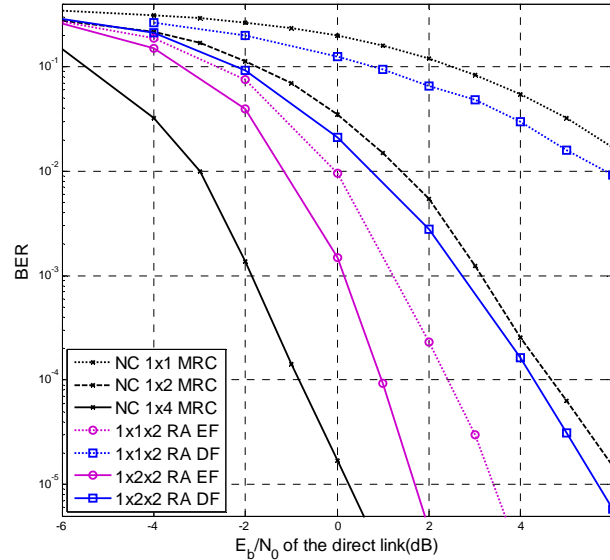


Figura 32: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_0 = E_b/N_1 = E_b/N_2$

Pela observação da figura 32 verificamos que o esquema 1x1x2 RA DF degrada o desempenho do sistema. Este sistema é altamente limitado pela má qualidade do canal UT-RN, fazendo com que a decisão *hard* feita no *relay* introduza altas interferências no restante caminho cooperativo. Este caso verifica-se na curva de 1x1x2 RA DF, sendo esta pouco melhor que um sistema SISO. Neste caso, o caminho cooperativo não introduz qualquer vantagem ao sistema. O *relay* equipado com duas antenas, e o facto destas introduzirem a melhoria na recepção do sinal, consegue de algum modo mitigar esse efeito, sendo a sua curva, 1x2x2 RA DF, um pouco melhor. Neste caso verifica-se que o esquema EF é preferível ao DF, em ambos os sistemas, comprovando mais uma vez que este não é tão sensível à qualidade da ligação UT-RN como o protocolo DF. Verifica-se até que o caso 1x1x2 RA EF consegue ser melhor que o RA DF de *relay* com duas antenas.

- **Cenário 2:** $E_b/N_1 = E_b/N_0$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

Verifica-se, pela observação da figura 33, que todos os esquemas cooperativos apresentam melhorias com o aumento da qualidade da ligação UT-RN, indo ao encontro do que foi verificado no estudo anterior. Nos esquemas 1x1x2 RA observa-se que para valores baixos de E_b/N_0 , o DF é melhor que EF, revertendo-se o comportamento com o aumento de E_b/N_0 . A explicação para este comportamento do 1x1x2 RA DF é que o canal UT-RN não é suficientemente bom para permitir uma boa decisão *hard* dos símbolos. Verifica-se claramente que o sistema equipado com duas antenas no *relay* consegue ultrapassar a limitação imposta pela má qualidade da ligação UT-RN. Nos casos 1x2x2 não se observa o “cruzamento” das curvas de BER, como no caso simples. Neste caso, os sistemas cooperativos são melhores que os valores do NC 1x2 MRC,

aproximando-se inclusivamente do comportamento do NC 1x4 MRC. Para um valor de BER de 10^{-4} , os ganhos dos sistemas 1x2x2 RA EF e DF são aproximadamente cerca de 6dB em relação ao sistema não cooperativo 1x2 MRC.

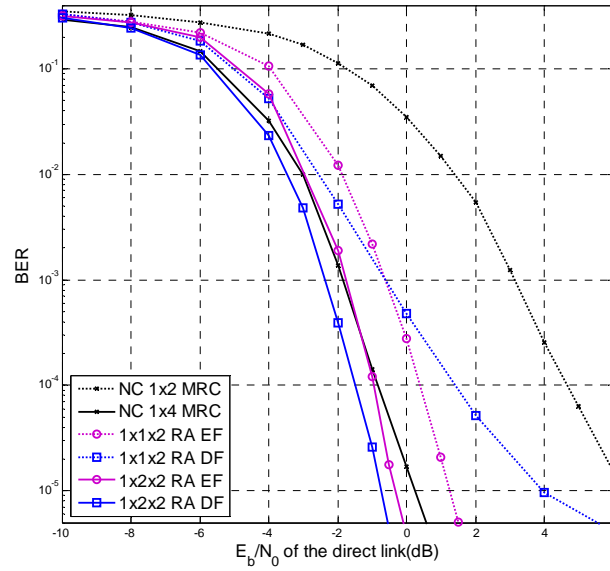


Figura 33: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

• **Cenário 3:** $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 5$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

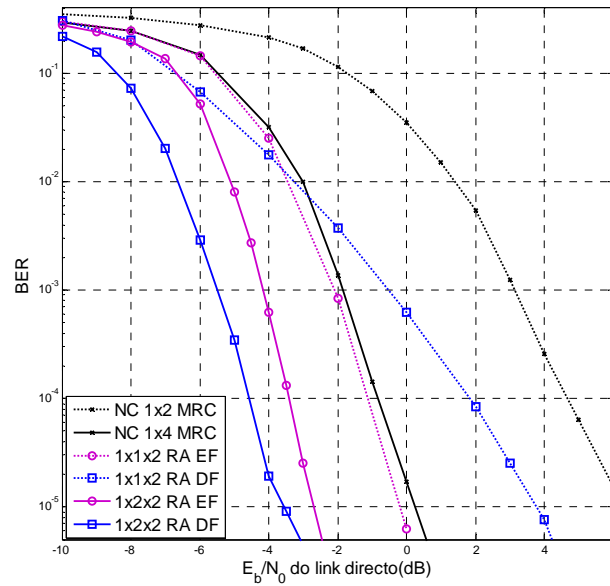


Figura 34: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 5$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

No caso em que a segunda ligação do caminho cooperativo melhora 5dB, e se mantém a qualidade de E_b/N_2 o desempenho dos sistemas 1x2x2 é claramente melhor do que o dos sistemas de *relay* simples. O esquema 1x1x2 RA DF revela-se mais uma vez benéfico para casos de valores de E_b/N_0 menores que -3dB e o 1x1x2 RA EF aproxima-se à curva de um sistema SIMO com 4 antenas receptoras. No caso do *relay* com duas antenas, o esquema RA DF é melhor que o RA EF para toda a gama E_b/N_0 considerada. Os ganhos para um BER de 10^{-4} são de 9dB para o esquema 1x2x2 RA DF e 8dB para o 1x2x2 RA EF, em comparação com o NC 1x2 MRC.

• **Cenário 4:** $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

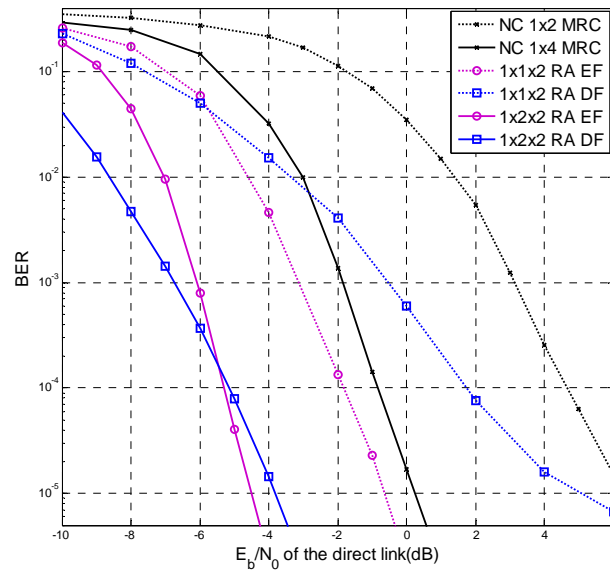


Figura 35: BER em função de E_b/N_0 para $E_b/N_1 = E_b/N_0 + 10$ e $E_b/N_2 = E_b/N_0 + 10$

Neste caso, ambas as ligações do caminho cooperativo têm uma qualidade de 10dB melhor que o caminho directo. Para baixos valores de E_b/N_0 verifica-se que os esquemas RA DF são melhores que o RA EF, invertendo-se esse comportamento à medida que a qualidade do canal melhora. Pela leitura do gráfico verifica-se claramente a vantagem na utilização de *relays* com antena múltipla, para ambos os esquemas estudados. Para uma BER de 10^{-4} , estes esquemas apresentam um ganho de 10dB em relação ao sistema NC 1x2 MRC e de 4dB em relação ao sistema NC 1x4 MRC. Com este último cenário comprova-se mais uma vez que o desempenho dos sistemas cooperativos são altamente dependentes da ligação UT-RN, sendo RA DF mais sensível a essa qualidade do que o RA EF.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

6 – Conclusões e trabalho futuro

6.1 – Conclusões

Os sistemas de comunicação sem fios conheceram grandes desenvolvimentos nas últimas três décadas, marcando cada uma delas, uma diferente geração. Desde uma simples comunicação via analógica até à transmissão com altas taxas de transmissão, grande distância e fidelidade, várias técnicas e tecnologias novas foram implementadas. Esta evolução foi detalhadamente descrita no capítulo 1 desta dissertação, apresentando-se alguns conceitos sobre os sistemas de comunicação móveis. No segundo capítulo foram apresentados conceitos sobre o canal de comunicação móvel. Torna-se importantíssimo o seu estudo, de modo a prever os fenómenos que o sinal a ser transmitido irá sofrer. Dos métodos de modulação de canal, passando pelos parâmetros do mesmo, e até aos fenómenos de interferência presentes nos diferentes canais, foram descritas as características fundamentais ao bom planeamento de um sistema de comunicação. No terceiro capítulo estudaram-se técnicas de processamento de sinal, que permitem atingir melhores resultados a nível da eficiência espectral do sistema. As técnicas de portadora múltipla, como OFDM, permitem atingir altos ganhos espectrais. Outras técnicas como o OFDMA também foram descritas e constituem também estratégias fundamentais na melhoria do desempenho dos sistemas. De seguida, no capítulo 4, introduziu-se o conceito de múltiplas antenas nos elementos emissor e receptor da transmissão. Foi demonstrado que a utilização de sistemas que contemplam várias antenas, permitem alcançar ganhos cruciais nestes sistemas, nomeadamente através da introdução de técnicas de codificação dos sinais, ou de diversidade espacial. De facto, o conceito de diversidade é uma das bases deste estudo, de maneira que foi

dedicado todo o capítulo 5 à diversidade cooperativa. Este capítulo começou por referir alguns conceitos básicos desta tecnologia, e especificou as diferentes técnicas e esquemas cooperativos que foram utilizados no restante trabalho: *Equalize and Forward* e *Decode and Forward*. Foram simulados sistemas em que *relay* é fixo ou móvel, com velocidade de 10Km/h. No segundo sistema foi também estudada a influência da utilização de *relays* com antenas simples ou equipados com duas antenas.

Este trabalho prático baseou-se na simulação de sistemas de comunicações sem fios, utilizando técnicas de diversidade cooperativa. Assim, através da ferramenta *Simulink™* do programa *Matlab™* foram implementadas cadeias de sistemas MIMO virtuais, em diversos cenários e com especificações detalhadas na secção 5.4.4.

A análise dos resultados obtidos permite concluir que o desempenho dos sistemas cooperativos são, de um modo geral, melhores que os sistemas não cooperativos. Apenas em cenários específicos, nomeadamente com má qualidade do canal UT-RN e com a utilização do esquema DF num *relay* com uma antena, a utilização de sistemas cooperativos não é vantajosa.

Verificou-se também que os esquemas cooperativos EF e DF permitem atingir melhorias cruciais nos sistemas de comunicação móveis, especialmente quando a qualidade entre o caminho directo entre emissor e receptor é de má qualidade. Se o caminho cooperativo for de qualidade superior ao directo, os ganhos obtidos tornam-se por vezes, superiores a sistemas SIMO não cooperativos com até quatro antenas receptoras.

Comparando os esquemas cooperativos simulados, conclui-se que o esquema DF supera o EF, para valores de E_b/N_0 baixos, nos cenários em que a ligação entre o terminal móvel e *relay* é de boa qualidade. Nos casos que esta ligação não é boa, o esquema cooperativo EF é preferível. Concluiu-se também que esta primeira ligação do caminho cooperativo é de extrema importância para a fiabilidade dos sistemas que utilizam técnicas de diversidade cooperativa.

Quanto à utilização de *relays* equipados de antenas múltiplas, comprovou-se que os sistemas que utilizam *relays* com duas antenas introduzem grandes melhorias no desempenho dos sistemas de diversidade cooperativa, em relação à utilização de *relays* com uma antena. Mesmo com a utilização de agregados de antenas no *relay*, o esquema DF é mais sensível à variação da qualidade da ligação UT-RN. A sua utilização é preferível à do EF, quando essa ligação é de boa qualidade.

Concluiu-se por fim que a utilização das técnicas de diversidade cooperativa torna-se bastante proveitosa quando a ligação directa entre o emissor e receptor seja de má qualidade. Esta conclusão adequa-se tanto a sistemas com *relays* simples, ou com duas antenas.

6.2 - Trabalho Futuro

A exploração de técnicas de diversidade cooperativa tem conhecido grandes desenvolvimentos nos últimos anos, devido aos esforços dos grupos como o CODIV e o *Relay Task Group* do IEEE 802.16j. No que diz respeito aos conceitos abordados nesta dissertação apresentam-se algumas áreas de interesse relevantes em vista a esse desenvolvimento:

- **Utilização de outros esquemas cooperativos:** Em [33] são estudados os protocolos *Amplify and Forward* e *Selective Decode and Forward* para sistemas que utilizam *relays* simples, comprovando a sua eficiência. A sua implementação em *relays* com antenas múltiplas e comparação com os resultados obtidos neste estudo, poderá descobrir novas vantagens a este tipo de sistemas.
- **Introdução de múltiplos elementos retransmissores:** A utilização de apenas um *relay*, limita a interacção entre utilizadores apenas a um caminho cooperativo. A introdução de múltiplos *relays* permitirá tanto a utilização de mais caminhos cooperativos, como a retransmissão múltipla de sinais entre os diversos *relays*, exemplificada na figura 4.
- **Utilização de vários terminais móveis:** O trabalho desenvolvido propõe apenas a comunicação *Uplink* para um terminal móvel. Propõe-se a extensão deste tipo de sistemas a ambientes com vários utilizadores, estudando eventualmente a priorização da utilização dos elementos retransmissores disponíveis no sistema.
- **Utilização de outras técnicas de recombinação:** A utilização da técnica de combinação MRC degrada o desempenho do sistema quando a informação enviada através do caminho cooperativo não é a correcta. A utilização de outras técnicas de combinação que ultrapassem esta limitação poderão constituir um ganho no desempenho do sistema.
- **Funcionamento em modo *Full Duplex*:** A utilização de elementos retransmissores em modo *full duplex*, poderá tornar este tipo de sistemas ainda mais rápidos e eficientes. Porém, como já referido na secção 5.1, a utilização de elementos em *full duplex* introduz grande complexidade aos sistemas, tanto a nível de implementação física como no processamento dos sinais, tornando-se extremamente difícil a sua implementação.
- **Implementação de um protótipo:** A quantificação dos fenómenos associados a este tipo de transmissões permite simular o comportamento dos sistemas de comunicação sem fios, prevendo a sua robustez e desempenho. À medida que estes estudos avançam na complexidade das técnicas utilizadas, torna-se importante a verificação prática dos resultados alcançados. Uma implementação física de uma técnica de diversidade cooperativa poderia comprovar a fiabilidade dos resultados, verificando até que ponto a quantificação dos fenómenos é correcta. Os avanços de grupos como o CODIV permitem já a definição de protótipos para esse estudo, como descrito em [77].

Bibliografia

- [1]. **Fujimoto, Kyōhei and James, R.** *Mobile Antenna Systems Handbook*. Artech House, 2001. pp. 1 a 3, 33.
- [2]. **Haykin, Simon and Moher, Michael;** *Modern Wireless Communications*. Pearson Practice Hall, 2005. pp. 2, 377.
- [3]. **Schwartz, Mischa.** *Mobile Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. pp. 2, 3.
- [4]. **Corporation, Altera.** [www.altera.com. \[Online\] http://www.altera.com/end-markets/wireless/images/wir-3g_roadmap_fig1.gif](http://www.altera.com/end-markets/wireless/images/wir-3g_roadmap_fig1.gif).
- [5]. **Karhonen, J.** *Introduction to 3G Mobile Communications*. Artech House, 2003. pp. 2, 559.
- [6]. **Hillebrand, Friedhelm.** *GSM and UMTS, The Creation of the Global mobile Communications*. 2002. p. 105 106.
- [7]. **Smith, Clint and Collins, Daniel.** *3G Wireless Networks*. McGraw-Hill Professional, 2006. p. 156.
- [8]. **Heine, Gunnar and Sagkob, Holger.** *GPRS: Gateway to Third Generation Mobile Networks*. Artech House, 2003. p. 51.
- [9]. **Etoh, Minoru.** *Next Generation Mobile Systems: 3G and beyond*. John Wiley and Sons, 2005.
- [10]. **Walke, Bernhard, Seindberg, Peter and Althoff, Marc Peter.** *UMTS: The fundamentals*. John Wiley & Sons, Ltd, 2003. p. 35 36.
- [11]. **Shneyderman, Alex and Casati, Alessio.** *Fixed mobile convergence: Voice over Wi-Fi, IMS, UMA/GAN, Femtocells, and other enablers*. McGraw-Hill Professional, 2008. p. 87.
- [12]. **Han, Zhu and Liu, Ray K. J.** *Resource Allocation for Wireless Networks: Basics, Techniques, and Applications*. Cambridge University Press, 2008. p. 25 a 29.
- [13]. **Assaad, Mohamad and Zeghlache, Djamel.** *TCP performance over UMTS-HSDPA Systems*. CRC Press, 2006. p. 87.
- [14]. **Nicopolitidis, P., et al.** *Wireless Networks*. John Wiley and Sons, 2003. pp. 189, 190.
- [15]. **Ergen, Mustafa.** *Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE*. Springer, 2009. pp. 55,226 a 240 a 245,379,380.

- [16]. **Sesia, Stefania, Baker, Matthew and Toufik, Issam.** *LTE, The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*. John Wiley and Sons, 2009. p. 4.
- [17]. **Ahson, Syed and Ilyas, Mohammad.** *WiMAX: Standards and Security*. CRC Press, 2007. pp. 23, 24, 30 a 32, 64 e 65.
- [18]. **Anderson, R. Harry.** *Fixed Broadband Wireless System Design*. John Wiley and Sons, 2003. p. 306 a 309.
- [19]. **Jankiraman, Mohinder.** *Space-time Codes and MIMO systems*. Artech House, 2004. pp. 16,20,23, 168, 170 e 171.
- [20]. **Morinaga, Norihiko, Kohno, Ryuji and Sampei, Seiichi.** *Wireless Communication Technologies: New Multimedia Systems*. Springer, 2000. pp. 148, 149.
- [21]. **Furht, Borivoje and Ahson, Syed.** *Handbook of Mobile Broadcasting: DVB-H, DMB, ISDB-T, and Mediaflo*. CRC Press, 2008. p. 325.
- [22]. **Ibnkahla, Mohamed.** *Signal Processing for Mobile Communications Handbook*. CRC Press, 2004. pp. II - 2, II -3, II-25.
- [23]. **Simon, Marvin Kenneth and Alouini, Mohamed-Slim.** *Digital Communication Over Fading Channels*. Wiley-Interscience, 2005, 2005. pp. 17, 33, 649, 650.
- [24]. **Sayre, Cotter W.** *Complete Wireless Design*. McGraw-Hill Professional, 2001. p. 395.
- [25]. **Seybold, John S.** *Introduction to RF Propagation*. John Wiley and Sons, 2005. pp. 67, 68.
- [26]. **Bansal, Rajeev.** *Handbook of Engineering Electromagnetics*. CRC Press, 2004. pp. 421, 454, 455.
- [27]. **Sheikh, U. H. Asrar.** *Wireless Communications: theory and techniques*. Springer, 2004. p. 29 a 31.
- [28]. **Tse, David and Viswanath, Pramod.** *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005. pp. 31, 214.
- [29]. **Bansal, Rajeev.** *Engineering Electromagnetics: Applications*. CRC Press, 2006. p. 71.
- [30]. **Silva, Adão.** *Pré-Filtragem no Espaço-Frequência para o Sistema MC-CDMA*. Tese de Doutorado, Universidade de Aveiro, 2007. pp. 27, 30 a 36, 151 a 157, 165 a 171.
- [31]. **Durgin, D. Gregory.** *Space-Time Wireless channels*. Prentice Hall PTR, 2003. p. 63.
- [32]. **Gibson, Jerry D.** *The Communications Handbook*. CRC Press, 2002. pp. 11-3.
- [33]. **Moço, Andreia.** *Esquemas para Diversidade Cooperativa para Sistemas Sem Fios*. Tese de Mestrado, Universidade de Aveiro 2008. pp. 49 a 51, 57 a 63, 65 a 69.

- [34]. **Frederiksen, Frank and Mogensen, Preben E.** *Extension of the ITU Channel Models for Wideband (OFDM) Systems*. Aalborg, Denmark
- [35]. **Nuhamovic, Guy, et al.** System Definition and Criteria to select the Schemes. CODIV. p. 43 a 49.
- [36]. **Liu, Hui and Guoqing, Li.** *OFDM-based Broadcast Wireless Networks: Design and Optimization*. John Wiley & Sons, 2005. pp. 106,165.
- [37]. **Gast, Matthew.** *802.11 Wireless Networks: the Definitive Guide*. O'Reilly, 2005. p. 279.
- [38]. **Prasad, Ramjee.** *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, 2004. p. 12.
- [39]. **Engels, Marc.** *Wireless OFDM Systems: How to make them work?* Springer, 2002. p. 37.
- [40]. **Goldsmith, Andrea.** *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. p. 373 a 378.
- [41]. **Kularatna, Nihal and Dias, Dilleka.** *Essentials of Modern Telecommunications Systems*. Artech House, 2004. pp. 219, 220.
- [42]. **Kumar, Anurag, Manjunath, D. and Kuri, Joy.** *Wireless Networking*. Morgan Kaufmann, 2008. p. 45.
- [43]. **Carneheim, Caisa, Jonsson, Sven-Olof and Ljungberg, Malin.** *FH-GSM Frequency Hopping GSM*. Stockholm , 1994.
- [44]. **Moço, Andreia, et al.** *Performance Evaluation of Virtual MIMO Schemes for the UL OFDMA Based Systems..* Wireless and Mobile Communications, ICWMC '08. Athens, Greece, 2008.
- [45]. **Biglieri, Ezio, et al.** *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2007. pp. 1, 13.
- [46]. **Ioannides, Panayiotis I.** *Introduction to Smart Antennas*. Morgan & Claypool Publishers, 2007. p. 21 a 26.
- [47]. **Volakis, John Leonidas, Johnson, Richard C. and Jakis, Henry.** *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill Professional, 2007. p. 28 e 29.
- [48]. **Bhattacharyya, Arun.** *Phased array antennas and subsystems: Floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems*. John Wiley and Sons, 2006. p. 7.
- [49]. **Ninoslav, Marina.** *Rayleigh Fading Multiple Access Channel Without Channel State Information*. Fortaleza, Brazil. Springer, 2004.
- [50]. **Duman, Tolga M. and Ghrayeb, Ali.** *Coding for MIMO Communication Systems*. John Wiley and Sons, 2007. p. 53.
- [51]. **Wong, David T., et al.** *Wireless Broadband Networks*. John Wiley and Sons, 2009. p. 45.

- [52]. **Ibnkahla, Mohamed.** *Adaptive Signal Processing in Wireless Communications*. CRC Press, 2008. pp. 103, 341, 342.
- [53]. **Whitaker, Jerry C.** *The Electronics Handbook*. CRC Press, 1996. p. 1257.
- [54]. **Mitola, Joseph.** *Software radio architecture: object-oriented approaches to wireless systems engineering*. John Wiley and Sons, 2000. p. 256.
- [55]. **Golio, John Michael and Golio, Janet.** *RF and Microwave Applications and Systems*. CRC Press, 2008. pp. 4-10.
- [56]. **Zhang, Yan and Chen, Hsiao-Hwa.** *Mobile WiMAX: Toward Broadband Wireless Metropolitan Area Networks*. CRC Press, 2007. p. 29.
- [57]. **Shapira, Joseph and Miller, Shmuel.** *CDMA Radio with Repeaters*. Springer, 2007. pp. 163, 164, 165.
- [58]. **Fazel, Khaled and Kaiser, Stefan.** *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley and Sons, 2003. pp. 245, 246.
- [59]. **Dholakia, Ajay.** *Introduction to Convolutional Codes with Applications*. Springer, 1994. p. 112 e 113.
- [60]. **Vucetic, Branka and Yuan, Jinhong.** *Space-Time Coding*. John Wiley and Sons, 2003. pp. 94, 95.
- [61]. **Jafarkhani, Hamid.** *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005. p. 58.
- [62]. **Dohler, M.** Virtual Antenna Arrays, Ph.D. thesis. King's College London, 2003.
- [63]. **Laneman, J. Nicholas, Tse, David N. and Wornell, G. W.** *Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior*. IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 50. TIT.2004.838089, 2004.
- [64]. **Hayes, M., et al.** Exploitation of Quasi-Orthogonal Space Time Block Codes in Virtual Antenna Arrays: Part I-Theoretical Capacity and Throughput Gains. *Proc. of IEEE VTC Spring*. 2008.
- [65]. **Fitzek, Frank H. P. and Katz, Marcos D.** *Cooperation in Wireless Networks: Principles and Applications*. Springer, 2006. pp. 36, 167, 168.
- [66]. **Association, IEEE Standards.** standards.ieee.org. [Online] Dezembro 2005. [Cited: Maio 27, 2009.] http://standards.ieee.org/announcements/pr_p80216.html.
- [67]. **Ahson, Syed and Iliyas, Mohammad.** *WiMAX: Standards and Security*. CRC Press, 2007. pp. 33, 34.
- [68]. **Peters, S. W. and Heath, R. W.** The future of WiMAX: Multihop Relaying with IEEE 802.16j. *IEEE Communications Magazine*. 2009, Vol. 47.

- [69]. Enhanced Wireless Communication Systems Employing COoperative DIversity. [Online] [Cited: Maio 27, 2009.] <http://projects.av.it.pt/codivdir/objectives.aspx>.
- [70]. **Zhu Han, K. J. Ray Liu.** *Resource Allocation for Wireless Networks: Basics, Techniques, and Applications*. Cambridge University Press, 2008, p. 308
- [71]. **Golden, Philip, Didieu, Hervé and Jacobsen, Krista.** *Fundamentals of DSL Technology*. CRC Press, 2006. pp. 308, 309.
- [72]. **Yung, Chong-Yung, Feng, Chih-Chun and Chen, Chii-Horng.** *Blind Equalization and System Identification*. Birkhäuser, 2006. pp. 235, 236.
- [73]. **Klein, A. G. and Duhamel, P.** *Equalization with Part-Time Help*. Yvette, France, 2007. Acoustics, Speech and Signal Processing.
- [74]. **Lima, Hugo, Moço, Andreia, et al.** *Performance Assessment of Single and Multiple Antenna Relays for the Uplink OFDM Systems*. The Fourth International Conference on Systems and Networks Communications, 2009. ICSNC 09. Porto, Portugal, 2009.
- [75]. **Moço, Andreia, Lima, Hugo, et al.** *Multiple Antenna Relay-Assisted Schemes for the Uplink OFDM Based Systems*. The Sixth International Symposium on Wireless Communication Systems, 2009. ISWCS 09. Siena, Italy, 2009.
- [76]. **Hanzo, Lajos, Liew, Tong Hooi and Yeap, Bee Leong.** *Turbo Coding, Turbo Equalization, and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels*. John Wiley and Sons, 2002. pp. 236,237.
- [77]. **Castelain, Damien, et al.** Preliminary PHY Layer Algorithm Selection for Integration in the Prototypes. p. 14 a 26.
- [78]. **Wesołowski, Krzysztof ;** *Mobile Communication systems*. John Wiley & Sons, 2002. p. 387.
- [79]. **Yang, Samuel C.;** *3G CDMA2000 Wireless System Engineering: Wireless System Engineering*. Artech House, 2004.
- [80]. **Bahai, Ahmad R. S., Saltzberg, R. Burton and Ergen, Mustafa.** *Multi-carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. Springer, 2004. p. 331.
- [81]. **Indulska, Jadwiga, et al.** *Ubiquitous Intelligence and Computing: 4th International Conference*. Hong Kong, China. Springer, 2007.
- [82]. **Webb, William.** *The Future of Wireless Communications*. Artech House, 2001. p. 66.
- [83]. **Seybold, John S.** *Introduction to RF propagation*. John Wiley and Sons, 2005. p. 67.
- [84]. **Janaswamy, Ramakrishna.** *Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications*. Springer, 2001. pp. 148, 149.

- [85]. **Ngan, King N., Yap, Chi W. and Tan, Keng T.** *Video Coding for Wireless Communication Systems*. Press, CRC, 2001. p. 186.
- [86]. **Györfi, László and Biglieri, Ezio.** *Multiple Access Channels: Theory and Practice*. IOS Press, 2007. p. 157.
- [87]. **Tran, Le Chung, et al.** *Complex Orthogonal Space-Time Processing in Wireless Communications*. Birkhäuser, 2006. pp. 50, 51.
- [88]. **Pérez, Quiliano, Moreno, Óscar and Castelain, Damien.** CODIV - Initial Scenarios Definition and Top Level Technical Requirements. p. 11.
- [89]. **ATDI.** Mobile WiMAX - From OFDM-256 to S-OFDMA. *ATDI*. [Online] [Cited: Maio 27, 2009.] http://www.atdi.com/docs/WP_mobile_WiMAX_ICTelecom.
- [90]. **Bestak, Robert, Simak, Boris and Kozłowska, Ewa.** *Personal Wireless Communications*. Prague: Springer, 2007. The 12th IFIP International Conference on Personal Wireless Communications. pp. 117, 118.
- [91]. **Tran, M. and Doufexi, A.** *Mobile WiMAX MIMO Performance Analysis: Downlink and Uplink*. Cannes, France, 2008. 19th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications.
- [92]. **3rd Generation Partnership Project.** Technical Specification Group Radio Access Network. 2007.

Contribuições da tese

Conferências

Hugo Lima, Andreia Moço, Adão Silva, Atílio Gameiro, “*Performance Assessment of Single and Multiple Antenna Relays for the Uplink OFDM Systems*”, The Fourth International Conference on Systems and Networks Communications, 2009 (ICSNC), Porto, Portugal, 2009.

Andreia Moço, Hugo Lima, Adão Silva, Atílio Gameiro, “*Multiple Antenna Relay-Assisted Schemes for the Uplink OFDM Based Systems*”, The Sixth International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Siena, Italia, 2009.

